

This Page Is Inserted by IFW Operations  
and is not a part of the Official Record

## **BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

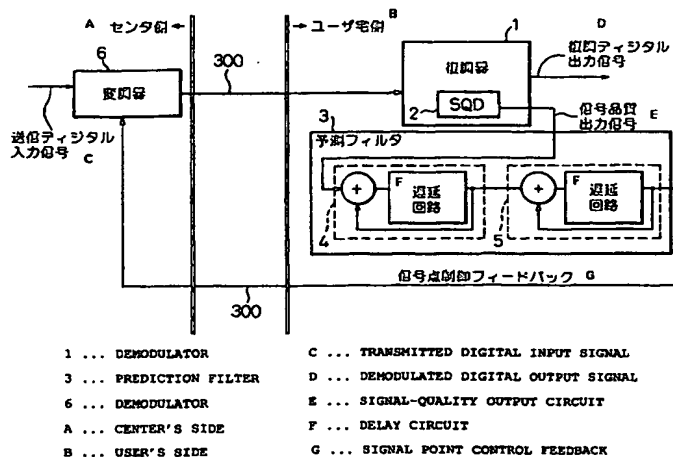
**As rescanning documents *will not* correct images,  
please do not report the images to the  
Image Problem Mailbox.**



(51) 国際特許分類6 H04M 11/06, 3/00, H04L 12/02		A1	(11) 国際公開番号 WO99/53679
			(43) 国際公開日 1999年10月21日(21.10.99)
(21) 国際出願番号 PCT/JP99/01256		(72) 発明者；および	
(22) 国際出願日 1999年3月15日(15.03.99)		(75) 発明者／出願人（米国についてのみ）	
(30) 優先権データ		佐々木啓(SASAKI, Takashi)[JP/JP]	
特願平10/96410	1998年4月8日(08.04.98)	JP	三好清司(MIYOSHI, Seiji)[JP/JP]
特願平10/115223	1998年4月24日(24.04.98)	JP	小泉伸和(KOIZUMI, Nobukazu)[JP/JP]
特願平10/135725	1998年5月18日(18.05.98)	JP	村田博康(MURATA, Hiroyasu)[JP/JP]
(71) 出願人（米国を除くすべての指定国について）		藤村紀明(FUJIMURA, Noriaki)[JP/JP]	
富士通株式会社(FUJITSU LIMITED)[JP/JP]		長嶋正司(NAGASHIMA, Masashi)[JP/JP]	
〒211-8588 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号		新井康祐(ARAI, Yasuhiro)[JP/JP]	
Kanagawa, (JP)		〒211-8588 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号	
		富士通株式会社内 Kanagawa, (JP)	
		(74) 代理人	
		弁理士 石田 敬, 外(ISHIDA, Takashi et al.)	
		〒105-8423 東京都港区虎ノ門三丁目5番1号 虎ノ門37森ビル	
		青和特許法律事務所 Tokyo, (JP)	
		(81) 指定国 US, 欧州特許 (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE)	
		添付公開書類 国際調査報告書	

(54)Title: TRANSMISSION METHOD FOR SUBSCRIBER LINE

(54)発明の名称 加入者線用伝送方法



## (57) Abstract

A subscriber line digital transmission method for high-speed transmission by making use of an existing subscriber line called a telephone line while coexisting with a telephone system. A transmission method for subscriber line for high-speed data transmission by utilizing the high-frequency band of the subscriber line while coexisting with a telephone system, comprises extracting a signal-quality output signal containing noise having periodicity from the received signal received through the subscriber line, and sampling and averaging the signal-quality output signal by means of a prediction filter so as to predict the amplitude and period of the noise, whereby the output waveform of noise having periodicity is automatically predicted.

既設された電話線と呼ばれる加入者線を使って電話と併存しながら高速データ伝送を行う加入者線ディジタル伝送方式が開示されている。

加入者線の高周波数帯域を使用して電話と併存しながら高速データ伝送を行う加入者線用伝送方法において、前記加入者線を介して受信した受信信号の中から周期性を有する雑音を含んだ信号品質出力信号を抽出し、該信号品質出力信号を予測フィルタにてサンプリングして平均化することにより、該雑音の振幅と周期を予測するよう構成し、それにより周期性を有する雑音の出力波形を自発的に予測する。

PCTに基づいて公開される国際出願のパンフレット第一頁に掲載されたPCT加盟国を同定するために使用されるコード(参考情報)

AE	アラブ首長国連邦	DM	ドミニカ	KZ	カザフスタン	RU	ロシア
AL	アルバニア	EE	エストニア	LC	セントルシア	SD	スーダン
AM	アルメニア	ES	スペイン	LI	リヒテンシュタイン	SE	スウェーデン
AT	オーストリア	FI	フィンランド	LK	スリ・ランカ	SG	シンガポール
AU	オーストラリア	FR	フランス	LR	リベリア	SI	スロヴェニア
AZ	アゼルバイジャン	GA	ガボン	LS	レソト	SK	スロヴァキア
BA	ボスニア・ヘルツェゴビナ	GB	英国	LT	リトアニア	SL	シエラ・レオネ
BB	バルバドス	GD	グレナダ	LU	ルクセンブルグ	SN	セネガル
BE	ベルギー	GE	グルジア	LV	ラトヴィア	SZ	スワジランド
BF	ブルキナ・ファソ	GH	ガーナ	MA	モロッコ	TD	チャード
BG	ブルガリア	GM	ガンビア	MC	モナコ	TG	トーゴ
BJ	ベナン	GN	ギニア	MD	モルドヴァ	TJ	タジキスタン
BR	ブラジル	GW	ギニア・ビサウ	MG	マダガスカル	TZ	タンザニア
BY	ベラルーシ	GR	ギリシャ	MK	マケドニア旧ユーゴスラヴィア	TM	トルクメニスタン
CA	カナダ	HR	クロアチア		共和国	TR	トルコ
CF	中央アフリカ	HU	ハンガリー	ML	マリ	TT	トリニダード・トバゴ
CG	コンゴ	ID	インドネシア	MN	モンゴル	UA	ウクライナ
CH	スイス	IE	アイルランド	MR	モーリタニア	UG	ウガンダ
CJ	コートジボアール	IL	イスラエル	MW	マラウイ	US	米国
CM	カメルーン	IN	インド	MX	メキシコ	UZ	ウズベキスタン
CN	中国	IS	アイスランド	NE	ニジェール	VN	ヴェトナム
CR	コスタ・リカ	IT	イタリア	NL	オランダ	YU	ユーゴスラビア
CU	キューバ	JP	日本	NO	ノルウェー	ZA	南アフリカ共和国
CY	キプロス	KE	ケニア	NZ	ニュージーランド	ZW	ジンバブエ
CZ	チェッコ	KG	キルギスタン	PL	ポーランド		
DE	ドイツ	KP	北朝鮮	PT	ポルトガル		
DK	デンマーク	KR	韓国	RO	ルーマニア		

## 明 細 書

## 加入者線用伝送方法

## 技術分野

本発明は、既設された電話線と呼ばれる加入者線（以下、メタリックケーブルと呼ぶ）を使って電話と併存しながら高速データ伝送を行う加入者線デジタル伝送方法（xDSL：Digital Subscriber Line伝送方法）に関するものである。xDSLには伝送速度等の違いによりHDSL、SDSL、ADSL、VDSL等の多様な技術があり、これらを総称してxDSLと呼ばれる。

xDSLの一例であるADSL（Asymmetric DSL）伝送においては、ユーザ宅からセンタへの上り伝送速度が16～640kbps、センタからユーザ宅への下り伝送速度が1.5～9Mbpsである。

ADSL伝送方法が適用されるシステムにおいては、センタとユーザ宅とは銅線でできている既設のメタリックケーブルで繋がれており、センタには周波数に応じて信号を分離するスプリッタを介して交換機とセンタモデムとが接続されている。このスプリッタにより電話音声に使っている4kHz程度の低周波数帯域の信号とADSLモデムが変調に使う高周波数帯域を分離することができる。一方ユーザ宅にもスプリッタがメタリックケーブルに接続されており、このスプリッタを介して一般の電話器とADSLを行うための専用モデムとパソコン（PC）が接続されている。

なお、周波数分離用としてスプリッタを用いないスプリッタレスタイプのシステムも知られている。これはADSLにて使用する帯域をもっと高周波数帯域寄りに狭めて使用するものである。

このADSL伝送システムを用いることで、最高7Mビット／秒程度

の高速デジタル信号を伝送することが可能となり、高速のインターネットアクセスやビデオオンデマンドの用途に利用される。

このようにADSL伝送は、従来の電話信号と高速のデータ伝送を、同じ線路上で併存させようとするものであり、新たに例えばISDN等の高速伝送用の線路を敷設することなく、従来のメタリックケーブル（電話線）をそのまま活用して、高速デジタル伝送サービスを提供しようとするものである。

### 背景技術

メタリックケーブル上の高周波帯域を使って信号を伝送する従来のADSL伝送に用いられているデジタル伝送方法としては、CAP (Carrierless Amplitude Phase modulation)と呼ばれる、上りと下りの信号に一つずつのキャリアを使用して高速データを行う単一搬送波伝送方法や、DMT (Discrete Multitone transmission) と呼ばれる、上りも下りも複数個のキャリア（搬送波）にデータを振り分けて高速データ伝送を行う多搬送波方法が知られていた。

上記いずれの方法も、電話サービスを受ける電話信号に比べて高周波数帯域を使用するものであり、隣接するケーブル（線路）からの漏話や高周波数帯域を有している雑音の影響を受け易く、信号品質の劣化や、伝送速度を低下させる問題があった。

特に、日本においては、ISDN回線を用いたピンポン伝送方式が普及しており、これが高周波帯域を使っているため、ADSL信号を用いて高速データ伝送を行っているメタリックケーブル路上に漏れ込み、伝送品質を落とし伝送速度を低下させることがあった。

これを避ける方式として、ひとつは周波数帯域を分離して、漏話をさけるものがあった。ADSL信号の使用周波数帯域を高い帯域に持ってゆき、比較的low周波帯域を使っている、電話信号やISDN信号と

、使用する帯域を分けようとするものである。

しかしながら、ピンポン伝送方式のISDN信号は、高調波が高い周波数帯域まで伸びており、また高い周波数帯域では漏話が大きくなるので、漏話を避けることが困難であった。

より詳しく説明すると、ADSL伝送にて使用される周波数帯域はユーザ宅からセンタへの上り信号の場合は30kHz～180kHz付近であり、センタからユーザ宅への下り信号の場合は200kHz付近～約1MHz付近である。一方、ISDN伝送にてデータ伝送のために使用される周波数帯域は3kHz～320kHzである。ADSL伝送の上り信号とISDN伝送のデータ信号との周波数帯域は完全にオーバーラップしているものの、この帯域は低周波数域であるため漏話の影響は小さい。

しかし、ISDN回線上にはデータ伝送に使用していない320kHz以上の信号も送出されている。これは3k～320kHzの帯域のみを出力する帯域フィルタの精度が悪く320kHz以上の信号を完全にカットできないためである。高調波と呼ばれるこの320kHz以上の信号が高周波数帯域を使用するADSL伝送の下り信号に悪影響を及ぼしている。それは例え高調波の振幅が小さいものであってもノイズの影響を受け易い高周波数帯域では大きな影響を及ぼすノイズとなってしまう。

別な方法として、ADSL伝送における上りおよび下りのデータ伝送帯域を低周波数帯域に持ってゆき、漏話の影響を少なくするという考えもある。しかしこの方法は、低周波数の狭い周波数帯域でデータ伝送を行うためにデータ伝送速度を上げられないという欠点を有していた。

更に他の方法は、交互に周期的かつバースト状に伝送を行うというピンポン伝送方式の特性を利用して、ピンポン伝送の周期上で、漏話の少ない期間の信号点配置を高速なものにして、漏話の多い区間の信号配置を低速なものにする考え方もある。

これは、漏話のサイクルとなるピンポン伝送と信号点配置制御の切替周期とを同期させなければならないため、ピンポン伝送を行うISDN装置より同期信号を貰わなければならない。このため工事が複雑になり、単純な設置が困難となる欠点があった。

また、送信信号点、速度の設定が複雑であり、これを初期の引き込み時に調整する必要がある、時々刻々変化する漏話に対応することが困難であった。

#### 発明の開示

本発明の第1の目的は、周期性を有する雑音の出力波形を自発的に予測するものである。

また、本発明の第2の目的は、周期性を有する雑音に対応した最適な伝送効率を実現するものである。

上記第1の目的を達成するために本発明の第1の態様により、受信した受信信号の中から周期性を有する雑音を含んだ信号品質出力信号を抽出し、

該信号品質出力信号をサンプリングして平均化することにより、該雑音の振幅と周期を予測することを特徴とするノイズ予測方法が提供される。より詳細には、メタリックケーブルの高周波数帯域を使用して電話と併存しながら高速データ伝送を行う加入者線用伝送方法において、

前記メタリックケーブルを介して受信した受信信号の中から周期性を有する雑音を含んだ信号品質出力信号を抽出し、

該信号品質出力信号を予測フィルタにてサンプリングして平均化することにより、該雑音の振幅と周期を予測することを特徴とする加入者線用伝送方法が提供される。

本発明の第1の態様によれば、信号品質出力信号をサンプリング

して平均化すると、入力信号を時間軸上の周期的変動として再現することができるため、メタリックケーブルを介して送られてきた受信信号を解析することで、その受信信号のみで自発的に雑音波形を予測し再現することができる。

また、上記第 1 および第 2 の目的を達成するために、本発明の第 2 の態様によれば、第 1 の態様による加入者用伝送方法において、前記予測された前記雑音の振幅と周期を送信側にフィードバックし、

フィードバックされた該雑音の振幅と周期を基に送信されるデータの信号点配置を制御することを特徴とする。

第 2 の態様によれば、自発的に予測した振幅と周期からなる雑音の波形を送信側にフィードバックすることにより、次に送信側が送信しようとするデータの信号点配置を変更することで、送信しようとするデータに雑音が含まれるとしてもその雑音による影響を少なくすることができる。

また、上記第 1 の目的と第 2 の目的を達成するために、本発明の第 3 の態様によれば、第 1 の態様による加入者用伝送方法において、前記予測した雑音の振幅と周期を一時的に蓄え、

新たに予測した雑音の振幅と周期と、該蓄えられた雑音の振幅と周期とに差が有る場合、その差を差分信号として送信側にフィードバックし、

フィードバックされた差分信号を基に送信されるデータの信号点配置を制御することを特徴とする。

第 3 の態様によれば、自発的に予測した振幅と周期からなる雑音の波形を送信側にフィードバックすることにより、次に送信側が送信しようとするデータの信号点配置を変更することで、送信しようとするデータに雑音が含まれるとしてもその雑音による影響を少な



くすることができる。且つ、前回予測して蓄えておいた雑音の振幅および周期と、今回新たに予測した雑音の振幅および周期とを比較し、差があればその差分のみを差分信号として送信側にフィードバックすることで、次に送信側が送信しようとするデータの信号点配置の変更を差分信号という少ない伝送容量で行うことができる。

また、上記第 1 の目的を達成するために本発明の第 4 の態様によれば、メタリックケーブルの高周波数帯域を使用して電話と併存しながら高速データ伝送を行う加入者線用伝送方法において、

加入者回線を介して受信した受信信号の中から周期性を有する雑音を含んだ信号品質信号を抽出し、

該抽出した信号品質出力信号を送信側に送り、

送信側で信号品質出力信号内に含まれる雑音の振幅と周期を二重積分回路により構成された予測フィルタにて予測することを特徴とする加入者線用伝送方法が提供される。

第 4 の態様によれば、雑音を含む信号品質出力信号を抽出するにはメタリックケーブルを経由した受信側に設けなければならないが、雑音の振幅と周期を予測する予測フィルタは受信側に必ずしも設けなくてもよい。そのようなときは信号品質出力信号をそのまま送信側に送り、送信側に設けられた予測フィルタにて、信号品質出力信号をサンプリングして平均化すると、入力信号を時間軸上の周期的変動として再現することができるため、メタリックケーブルを介して送られてきた受信信号を解析することで、その受信信号のみで自発的に雑音波形を予測し再現することができる。

また、上記第 2 の目的を達成するために、本発明の第 5 の態様によれば、加入者回線の高周波数帯域を使用して電話と共存しながら高速データ伝送を行う加入者伝送方法において、

前記加入者回線を介して受信した受信信号の中から周期性を有す

る雑音を検出し、

該検出した雑音に関する情報を一時的に蓄え、

新たに検出した雑音に関する情報と、該蓄えられた雑音に関する情報とに差がある場合、その差を差分信号として送信側にフィードバックすることを特徴とする加入者伝送方法が提供される。

第5の態様によれば、雑音に関する情報を送信側にフィードバックすることにより、次に送信側が送信しようとするデータの信号点配置を変更することで、送信しようとするデータに雑音が含まれるとしてもその雑音による影響を少なくすることができる。且つ、前回蓄えておいた雑音に関する情報と、今回新たに検出した雑音に関する情報とを比較し、差があればその差分のみを差分信号として送信側にフィードバックすることで、次に送信側が送信しようとするデータの信号点配置の変更を差分信号という少ない伝送容量で行うことができる。

#### 図面の簡単な説明

上記の本発明の目的及び特徴は添付図面を参照しながら記載される以下の発明を実施するための最良の形態を読むことにより一層明らかとなろう。図において、

図1は本発明の第1の実施の形態を示す図；

図2は信号品質検出器（SQD）の詳細を示す図；

図3は第1の実施の形態の処理を示すフローチャート；

図4A－4Eは本発明における出力波形を示す図；

図5は本発明の第2の実施の形態を示す図；

図6は第2の実施の形態の処理を示すフローチャート；

図7A－7Bは差分信号の詳細を示す図；

図8は本発明の第3の実施の形態を示す図；

- 図 9 は第 3 の実施の形態の処理を示すフローチャート；
- 図 10 は ADSL 伝送方式が適用されるシステムを示す図；
- 図 11 A - 11 B は ADSL に用いられているディジタル伝送方式を示す図；
- 図 12 は ADSL と ISDN の周波数帯域を示す図；
- 図 13 A - 13 B は信号点配置と雑音量との関係を示す図；
- 図 14 は本発明の第 4 の実施の形態を示す図；
- 図 15 はビットマップテーブルの詳細を示す図；
- 図 16 は第 4 の実施の形態における周波雑音と各情報のタイムチャートを示す図；
- 図 17 は差分情報伝送タイミングを示す図；
- 図 18 は通信初期から通信速度最適後のビットマップを示す図；
- 図 19 はラウンド・トリップディレイ対策として bi テーブルを変える方法を示す図；
- 図 20 はラウンド・トリップディレイ対策として CP 長を変える方法を示す図；
- 図 21 はサイクリックプレフィックス (CP) 長を変えて bi テーブルの種類を 2 種類とし、比率を 1 : 1 にする方法を示す図；
- 図 22 は DMT シンボル分周 400Hz クロック伝達方法を示す図；
- 図 23 は TCM NEXT スペクトラムと影響がないキャリアを示す図；
- 図 24 は Bi テーブルに PLL 制御を行う方法を示す図；
- 図 25 はクロストーク検出シーケンスを示す図；
- 図 26 はクロストークを測定する方法を示す図；
- 図 27 はクロストーク積分器の処理を示す図；そして
- 図 28 は Bi テーブル同期シーケンスを示す図である。

発明を実施するための最良の形態

本発明の実施の形態を説明する前に、従来のADSLに用いられるデジタル伝送方法及びこのADSL伝送における漏話の問題を図11A～11B、図12により説明する。

メタリックケーブル上の高周波帯域を使って信号を伝送する従来のADSLに用いられているデジタル伝送方法としては、図11Aに示されるように、CAP (Carrierless Amplitude Phase modulation) と呼ばれる、上りと下りの信号に一つずつのキャリアを使用して高速データを行う単一搬送波伝送方式や、図11Bに示されるようにDMT (Discrete Multitone transmission) と呼ばれる、上りも下りも複数個のキャリア (搬送波) にデータを振り分けて高速データ伝送を行う多搬送波方法が知られていた。

いずれの方法においても、前述のように、ピンポン伝送方式のISDN信号は、高調波が高い周波数帯域まで伸びており、また高い周波数帯域では漏話が大きくなるので、漏話を避けることが困難であった。

図12を用いて詳しく説明すると、実線で示すADSL伝送にて使用される周波数帯域はユーザ宅からセンタへの上り信号の場合は30kHz～180kHz付近であり、センタからユーザ宅への下り信号の場合は200kHz付近～約1MHz付近である。一方、一点破線で示すISDN伝送にてデータ伝送のために使用される周波数帯域は3kHz～320kHzである。ADSL伝送の上り信号とISDN伝送のデータ信号との周波数帯域は完全にオーバーラップしているものの、この帯域は低周波数域であるため漏話の影響は小さい。

しかし、ISDN回線上にはデータ伝送に使用していない320kHz以上の信号も送出されてゐる。これは3k～320kHzの帯域のみを出力する帯域フィルタの精度が悪く320kHz以上の信号を完全にカットできないためである。高調波と呼ばれるこの320kHz以上の信号が高周波

数帯域を使用するADSL伝送の下り信号に悪影響を及ぼしている。例えば高調波の振幅が小さいものであってもノイズの影響を受け易い高周波数帯域では大きな影響を及ぼすノイズとなってしまう。

次に本発明の実施の形態を図面を参照して説明する。

図1は本発明の第1の実施の形態を示す図である。

図3は第1の実施の形態の処理を示すフローチャートである。

図1に於いて、送信デジタル入力信号は変調器6に入り変調されて変調出力信号としてメタリックケーブル300に出力される（図3：S1）。

メタリックケーブル300を経由された信号は復調器1に入り復調される（図3：S2）。復調器1の出力はその内部にある信号品質検出器（SQD）2により復調デジタル出力信号と信号品質出力信号の二つの出力となる。（図3：S4）

図2に信号品質検出器（SQD）2の詳細を示す。図2に示されるように、復調信号にISDN回線からの漏話を一例とする周期性を有する高周波帯域の雑音が含まれた復調デジタル出力信号は判定部2aにより判定されて（図3：S3）、判定基準、即ち正常な復調信号を出力する。

その後、復調信号に周期性を有する雑音を含んだ復調デジタル出力信号と正常な復調信号との差を減算器2bにて減算する（図3：S5）、つまり差分を求めることで周期性を有する雑音Nが出力される（図3：S6）。この出力は雑音成分の指標を表しており、この量が多い程復調出力と判定基準の差が多いことになり、雑音が多いことを示している。

次に周期性を有する雑音Nは信号点間隔情報Sに対してどの程度の比であるのか、いわゆるSN比が割り算回路（Div）2cにて $N/S$ で求められる。

求められたSN比はアナログ信号の信号品質出力信号として信号品質検出器（SQD）2から出力され予測フィルタ3に入力される。予測フィルタ3の2段の積分回路4、5で、求められたSN比を適当にサンプリングして平均化することによって、入力信号を時間軸上の周期的変動として再現することができる。よって、メタリックケーブルを介して送られてきた受信信号の中から自発的に周期性を有する雑音の振幅と周期から表される出力波形を予測し再現することが可能である。

周期性を有する雑音の出力波形を予測し再現した予測フィルタ3の出力信号はメタリックケーブル300を介して送信側にフィードバックされ（図3：S7）、変調器6内で最適な伝送効率となるよう信号点配置を制御する（図3：S8）。

以下に信号点配置を制御することにより、信号量の大きさを変化でき、相対的に信号品質出力を変えることができることを詳述する。

信号点配置を制御することにより、雑音量が制御される関係を図13Aと13Bを用いて説明する。図13Aは信号点の数が4個の場合、図13Bは16個の場合の、復調出力の信号点、雑音、判定基準を示す。

図13Aにおいて信号点21には雑音22が加わる。23は雑音の大きさを示す。判定基準24により、雑音をともなって復調された復調出力が上下左右どちらの信号として判定されるべきかを判断される。雑音が信号点間隔20に比べて大きいと信号と雑音が加わった復調出力が判定基準を越え、判定を間違えて伝送系全体として誤りが生ずることになる。

図13Bにおいては信号点は16個ありこれに雑音加わる。27は雑音の大きさを示す。この場合の信号点間隔25または判定基準26の間

隔は図13Aの場合に比べて小さい。従って雑音の影響をより多く受け、判定を間違えて伝送系全体として誤りが生ずる確率がより大きくなる。

以上のように信号点配置即ち信号点の数を制御すれば信号品質出力信号を制御できるため、雑音が大きいときは図13Aのように信号点間隔を広くして伝送できるデータ量は少ないが雑音に対して強いデータ伝送を行い、逆に雑音が小さいときには図13Bのように信号点間隔を狭め、より多くのデータを伝送する。従って、雑音量に応じて高信号品質を保つ最適の伝送速度を選ぶことができる。

日本に於いてはISDN伝送にてピンポン伝送方式を採用している。この信号伝送に使われているケーブルと隣接したメタリックケーブルにはピンポン伝送方式のISDN信号が漏れ、すなわち漏話し、これが雑音となり伝送品質を落とすことが知られている。なお、雑音の一例としてISDN伝送のピンポン伝送方式をあげるものの、これに限らず高周波数の帯域を持ち、且つ周期性を有する雑音であればメタリックケーブルに漏話の悪影響を及ぼす。

図4A-4Eを用いて本発明における出力波形を説明する。

図4Aは隣接したISDN信号から受けた漏話、すなわち雑音量を時間軸上で示したものである。ピンポン伝送方式のISDN信号では、信号はバースト状に交互に反対方向に伝送され、また漏話する場所により近端漏話と遠端漏話があり、交互に大きさの異なる漏話（斜線で示す）が生ずる。漏話量の大きさは周期の中の位相、a, b, c, dで異なる。また、漏話量、形態は場所により時間により異なる。隣接するケーブルがISDN信号を使っていない時は当然漏話は少なくなる。

図4Bは、信号点制御を行わない場合の信号品質出力信号を示したものである。信号品質出力信号は、ほぼ上記漏話量に比例して出

力される。

図 4 C は、図 4 B の信号品質出力信号を予測フィルタ 3 にて二重積分した出力波形である。この出力波形は漏話の振幅と周期とほぼ同一である。

この出力波形は送信側にフィードバックされる。そして、この出力波形に応じた信号点制御が行われ、送信側から受信側へと送信信号が送信される（図 4 D 参照）。具体的には図 4 A における位相 a のときは漏話量が大きいのでデータ伝送を漏話からの影響を受けにくい低速伝送を行う。位相 b と d は漏話量が少ないので高速データ伝送を行い、数多くのデータを伝送する。位相 c のときは漏話量が多少あるので、位相 a と b の中間程度の中速データ伝送を行う。

そして、信号点配置の制御が行われたデータに対して再び信号品質出力信号の抽出処理および雑音の出力波形を予測し再現する処理を行う。周期性を有する雑音に対する信号点配置の制御を行ったことで理論上はメタリックケーブルが漏話の影響を受けたとしてもデータ伝送には影響がでないはずである。つまり、図 4 E に示すような信号品質出力信号に漏話の波形が抽出されない、高品質なデータ伝送が行われるはずである。しかし再度、信号品質出力信号に漏話の波形が抽出されたときは、信号品質出力信号の抽出処理および雑音の出力波形を予測し再現する処理およびその雑音の出力波形をフィードバックし、更なる信号点配置の補正を行い、これを適当回数繰り返すことで、最終的には図 4 E に示すように、信号品質出力信号に漏話の波形が抽出されない、高品質なデータ伝送を行うことができる。

次に本発明の第 2 の実施の形態を図 5 を用いて説明する。

図 6 は第 2 の実施の形態の処理フローである。

図 5 に於いて、送信ディジタル入力信号は変調器 6 に入り変調さ



れて変調出力信号としてメタリックケーブル300 に出力される（図6：S1）。

メタリックケーブル300 を経由された信号は復調器1に入り復調される（図6：S2）。復調器1の出力はその内部にある信号品質検出器を（SQD）2により復調デジタル出力信号と信号品質出力信号の二つの出力となる。

図2に信号品質検出器（SQD）2の詳細を示す。図2に示されるように、復調信号にISDN回線からの漏話を一例とする周期性を有する高周波帯域の雑音が含まれた復調デジタル出力信号は判定部2aにより判定されて（図6：S3）、判定基準、即ち正常な復調信号を出力する（図6：S4）。

その後、復調信号に周期性を有する雑音を含んだ復調デジタル出力信号と正常な復調信号との差を減算器2bにて減算する（図6：S5）、つまり差分を求めることで周期性を有する雑音Nが出力される（図6：S6）。この出力は雑音成分の指標を表しており、この量が多い程復調出力と判定基準の差が大きいことになり、雑音が多いことを示している。

次に周期性を有する雑音Nは信号点間隔情報Sに対してどの程度の比であるのか、いわゆるSN比が割り算回路（Div）2cにて $N/S$ で求められる。

求められたSN比はアナログ信号の信号品質出力信号として信号品質検出器（SQD）2から出力され予測フィルタ3に入力される。予測フィルタ3の2段の積分回路4、5で、求められたSN比を適当にサンプリングして平均化することによって、入力信号を時間軸上の周期的変動として再現することができる。よって、メタリックケーブルを介して送られてきた受信信号の中から自発的に周期性を有する雑音の振幅と周期から表される出力波形を予測し再現することが可

能である（図 6 : S 7）。これを A / D 変換して、受信部制御レジスタ 7 に一時的に格納する（図 6 : S 8）。

次に受信されたデータに関しても同様に S 2 ～ S 7 までの処理を行う。そして先に格納しておいた雑音の出力信号の波形と、今回予測した雑音の出力信号の波形を比較して、両者に差があるか否かの処理を行う（図 6 : S 9）。もし差分が検出されれば、センタ側に信号点制御フィードバックする。センタ側は送信部制御レジスタ 8 にその情報を一時的に格納したあと、変調器 6 に供給され、次に送るデータに対しての最適な伝送効率となるよう信号点配置の制御を行う（図 6 : S 10）。

図 7 A - 7 B にその差分信号の詳細を示す。図 7 A は予測フィルタ 3 から出力される雑音の出力波形を示す。図 7 B は差分信号を示す。予測フィルタ 3 は予め定められた所定期間の周期毎に雑音の振幅と周期からなる出力波形を出力する。差分信号は任意の周期にて予測された出力波形と任意の周期の一つ前の周期にて予測され、受信部制御レジスタ 7 に格納されていた出力波形との差により求められる。

周期 T 1 から T 2 … T 5 の各周期で予測フィルタ 3 により雑音の出力波形が出力される。そして周期 T 2 の出力波形に対して周期 T 1 の出力波形とに差があるか、具体的には振幅と周期に差があるか否かを判断する。周期 T 1 の出力波形と周期 T 2 の出力波形は同じ波形であるため、差分信号は出力されない。

周期 T 3 の出力波形と周期 T 2 の出力波形には振幅に差がある、つまり周期 T 3 の出力波形は周期 T 2 の出力波形に対し図中右上がり対角線にて示される斜線分の振幅が増加しているので、プラス方向の差分信号が出力される。差分信号として出力されるのは図 7 B に示されるようにその振幅の差のみである。

周期  $T_4$  と周期  $T_3$  の出力波形は同じであるため、差分信号は出力されない。周期  $T_5$  と周期  $T_4$  の出力波形は振幅に差がある、つまり周期  $T_5$  の出力波形は周期  $T_4$  の出力波形に対し図中右下がり対角線にて示される斜線分振幅が減少しているため、その振幅の差が差分信号として出力される。なお、周期  $T_5$  と周期  $T_4$  の差の差分信号はマイナス方向の差分信号であることも送信側に送ることが必要である。

なお、一番最初の周期で検出された雑音の出力波形、或いは一つ前の周期で検出された雑音の出力波形とに差があった場合はその次の周期で検出された雑音の出力波形は、受信部制御レジスタ 7 に一時的に格納されると共に、信号点制御フィードバックとしてセンタ側にフィードバックされる。

このように第 2 の実施の形態では雑音が周期性を有するものであることを考慮し、雑音の出力波形の差分のみをセンタ側に伝送していること、且つデジタル信号に変換しているため少ない伝送容量にて最適な信号点配置制御を行わせることが可能である。

次に本発明の第 3 の実施の形態を図 8 を用いて説明する。

図 9 は第 3 の実施の形態の処理フローである。

図 8 に於いて、送信デジタル入力信号は変調器 6 に入り変調されて変調出力信号としてメタリックケーブル 300 に出力される（図 9 : S 1）。

メタリックケーブル 300 を経由された信号は復調器 1 に入り復調される（図 9 : S 2）。復調器 1 の出力はその内部にある信号品質検出器（SQD）2 により復調デジタル出力信号と信号品質出力信号の二つの出力となる。

図 2 に信号品質検出器（SQD）2 の詳細を示す。図 2 に示されるように、復調信号に ISDN 回線からの漏話を一例とする周期性を有する

高周波帯域の雑音が含まれた復調デジタル出力信号は判定部 2 a により判定されて（図 9 : S 3）、判定基準、即ち正常な復調信号を出力する（図 9 : S 4）。

その後、復調信号に周期性を有する雑音を含んだ復調デジタル出力信号と正常な復調信号との差を減算器 2 b にて減算する（図 9 : S 5）、つまり差分を求めることで周期性を有する雑音 N が出力される。この出力は雑音成分の指標を表しており、この量が大い程復調出力と判定基準の差が大いことになり、雑音が大いことを示している。次に周期性を有する雑音 N は信号点間隔情報 S に対してどの程度の比であるのか、いわゆる SN 比が割り算回路 (Div) 2 c にて  $N/S$  で求められる。

求められた SN 比はアナログ信号の信号品質出力信号としてメタリックケーブル 300 を経由してセンタ側に設けられた予測フィルタ 3 に送信される（図 9 : S 6）。

予測フィルタ 3 の 2 段の積分回路 4, 5 で、求められた SN 比を適当にサンプリングして平均化することによって、入力信号を時間軸上の周期的変動として再現することができる。よって、メタリックケーブルを介して送られてきた受信信号の中から自発的に周期性を有する雑音の振幅と周期から表される出力波形を予測し再現することが可能である。

周期性を有する雑音の出力波形を予測し再現した予測フィルタ 3 の出力信号は変調器 6 に送られ（図 9 : S 7）、変調器 6 内で最適な伝送効率となるよう信号点配置を制御する（図 9 : S 8）。

このように予測フィルタ 3 は受信側であっても送信側であっても問題はなく、特にその場所が限定されるものではない。

次に本発明の第 4 の実施の形態を図 14 を用いて説明する。

図 14 に於いて、送信デジタル入力信号はセンタ側変調器 6 に入

り変調されて変調出力信号として出力される。

出力された信号はメタリックケーブル300 を経由してユーザー側復調器1に入り復調される。復調器1の出力はその内部にある信号品質検出器(SQD)2により復調デジタル出力信号と信号品質出力信号の二つの出力となる。

ここで、信号品質検出器(SQD)2からの出力信号である信号品質出力信号は受信信号エネルギーと受信雑音エネルギーとの比(以下、SNと呼ぶ)を表すアナログ量である。求められたSNはアナログ信号の信号品質出力信号として周期雑音推定回路30に入力される。周期雑音推定回路30では、1雑音周期のSNを記憶する素子を有し、各記憶素子毎に積分され平均化される。この平均化の際、重み付け処理を施すことで周期雑音波形を推定するまでにかかる時間を短縮することが可能である。

周期雑音推定器30からは雑音周期内の各変調点でのSNが出力され、受信ビットマップ・コントローラ31に入力される。伝送方法がDMTの場合は、この各変調信号点毎の、且つ、各トーン毎のSNが受信ビットマップ・コントローラ31に入力される。以下、DMT 伝送方法を例として説明を続ける。

受信ビットマップ・コントローラ31では入力されたSNから受信可能な伝送ビット数を計算し、雑音周期内の各変調点での、且つ、各トーンでの受信可能伝送ビット数を図15のビットマップテーブルにそれぞれ保持する。

図15はビットマップテーブル32の詳細を示し、受信可能伝送ビット数を、雑音周期内の変調点 $h_m$  毎、各トーン $C_n$  毎に2次元配列の形、 $B_{mn}$ で保持している。ここで、図15において、 $h_m$  は雑音周期内の信号点の番号を示しており、 $C_n$  はトーン番号を示している。

これら、周期雑音、信号品質出力信号、受信可能伝送ビット数の関係を周期雑音としてISDNピンポン伝送（以下、TCM と呼ぶ）からのクロストークを例にとり、図16に示す。

図16では、TCM 基準クロックに同期した周期雑音であるTCM クロストークが雑音として受信信号に含まれ、受信信号から算出した信号品質出力信号もまた、TCM 基準クロックに同期した形で表される。ビットマップ・コントローラ31により、雑音周期内の各変調点毎に受信可能伝送ビット数がビットマップとして計算される。ここで、図16のTCM クロストーク、信号品質検出信号、ビットマップは、各トーン毎に存在する。また、図16では、TCM クロストークが小さいところでは5ビット、大きい所では4ビットとなっている。また、大小のクロストークの中間のポイントでは、悪いほうの値を取って伝送エラーの発生確率を下げている。

なお、図16の例では受信可能伝送ビットを10個に分けて、つまり変調点を10個として説明したが、別にこの数に限定されるものではなく、例えば2, 3, 4等のグループ化してもかまわない。

このビットマップ・コントローラ31は、受信可能伝送ビット数が変化した場合、図14のユーザー宅側変調器33に全ビットマップのうち、ビットマップテーブル32を参照して変化した部分を示す差分情報のみを入力する。ビットマップテーブル32には変化した部分が変調点 ( $h_m$ ) 単位に逐次更新される。

差分情報には  $h_m$ ,  $C_n$ ,  $B_{mn}$ 、センタ側変調器6での変更指定時刻  $t$  が含まれる。ここで、変更時刻  $t$  の値はセンタ側とユーザー側で互いに認識している変調毎につけられた番号でもよい。

ユーザー宅側変調器33では、予め決められたフォーマットに従って、入力された差分情報をセンタ側にメタリックケーブル300 を介

してフィードバック送信する。これはユーザ側からセンタ側へ送信される送信データを利用して送られる。より具体的にはこの送信データはコントロール部とユーザデータ部とに分けられ、信号品質や受信エネルギー等の受信側の状態を示す情報からなるコントロール部にビット数の変更を示す差分信号を重畳して送られる。

センタ側の復調器34では受信した差分情報を、受信ビットマップ・コントローラ35に入力する。受信ビットマップ・コントローラ35は時刻  $t$  になった時点で、図15にて説明したビットマップテーブル32と同じビットマップテーブル36を用いて差分情報の  $h_m$  ,  $C_n$  ,  $B_{mn}$  の値を受信ビットマップに反映する。この様子を図17に示す。

図17では任意の周期雑音内変調番号  $h_m$  、トーン信号  $C_n$  の信号品質検出信号の値が時刻  $t_0$  から徐々に大きくなり、時刻  $t_1$  で受信可能伝送ビット数が4から5へと変化する。この変化の際、受信ビットマップ・コントローラ35は送信側への変更要求として周期雑音内変調番号  $h_m$  、トーン信号  $C_n$  、伝送ビット数  $B_{mn}$  、更新時刻  $t$  の差分情報を変調器6に入力する。センタ側ではこの変更要求に対する応答 (ACK) を返す。この応答が肯定であるとき、時刻  $t$  にてセンタ側の伝送ビット数 (送信側のビットマップ  $B_{mn}$ ) およびユーザー宅側の伝送ビット数 (受信側のビットマップ  $B_{mn}$ ) がそれぞれ変更される。

図14の受信ビットマップ・コントローラ35は、変調器6に対してビットマップ制御信号を送信し、送信ビットマップにしたがって伝送ビット数を制御する。つまり、信号点の制御が行われる。これにより、周期雑音下において最適通信速度でのデータ伝送が可能となる。

また、図18に通信初期とある時間  $t$  秒経過後の周期雑音とビットマップ  $B_{mn}$  を示す。図18では通信開始直後では、 $B_{mn}$  の差分情報を

まだ送っていないため、ビットマップは各トーン毎に一律の値となっている。また、通常、その初期値は雑音の平均値から算出する値であるが、ここでは、一雑音周期内の最大ノイズ量に見合った、つまり最大量を有するノイズを正常に受信できる程度の伝送ビット数に設定しておく。そうすれば通信開示直後は全てのデータを受信することができ、その後、前記のとおり伝送ビット数の差分情報を送ることにより  $t$  秒後には雑音周期内変調番号毎に最適伝送ビット数で伝送することができる。

また、図18では雑音周期と同一のクロックを外部から供給されないことによる雑音周期と、装置内雑音周期の位相がずれる様子も示している。

DMT 伝送方式では変調周期が大きいため雑音周期と装置内雑音周期との周波数偏差が大きくなり、位相ずれの速度も大きくなる。

しかしDMT 伝送ではブロック間干渉を緩和するために変調信号間に冗長信号であるサイクリックプレフィックスを送っている。このサイクリックプレフィックスの長さの可変単位は十分小さいため、このサイクリックプレフィックスの長さを変えることで前記周波数偏差を小さくすることができ、位相ずれの速度を小さくすることが可能である。

また、位相ずれの速度を小さくすることで差分情報量も小さくすることができる。

図19にラウンド・トリップディレイにより、FEXT用の  $b_i$  テーブルがNEXT区間に回り込むのを回避させるため、NEXT用、FEXT用それぞれの  $b_i$  テーブルの比率を変えて対応する方法を示す。

図19に於いて、TCM Clock (400Hz)(以下、TCM クロックと表記する)に同期して、局側がTCM フレームを送信する。加入者側では回線の長さに比例した伝達遅延を持って、これを受信し、受信後に加



入者側フレームを送信する。局側では同様に伝達遅延を持って加入者側フレームを受信する。

ここで、TCM フレームに合わせて局側のADSLがDMT フレームを送出（局側送信DMT フレーム）した場合を示す。加入者側ではTCM の伝達遅延と同じ時間だけ伝達遅延を持って、加入者側受信DMT フレームを受信する。加入者側ではこの受信フレームの位相に合わせて加入者側送信フレームを送出し、同じく伝達遅延時間を持って局側がこのフレーム（局側受信DMT フレーム）を受信する。

前記伝達遅延による、それぞれの送信フレームと受信フレームの位相差（遅延）をラウンド・トリップディレイと呼ぶ。

ここでTCM 1周期内に受信するDMT フレームのうち、ノイズ量が大きいNEXT区間がTCM 1周期の約半分であることから、NEXT用のbiテーブルを10DMT フレームのうちの5フレームに適用した場合を考える。図19ではDMT のあるキャリアについて、NEXT区間に受信するビット数（biテーブル）を4、それ以外のビット数（biテーブル）を8としている。加入者側DMT 受信フレームの6番目はFEXT区間用のbiテーブルであるが、伝達遅延により、加入者側のNEXT区間に入り込んでしまう。また、加入者側受信DMT フレームの10番目はラウンド・トリップディレイにより同様にFEXT区間用フレームがNEXT区間に回り込む。マルチ・ビット・テーブル方式ではbiテーブルの（NEXT用の値）：（FEXT用の値）を6：4にして、これら伝達遅延、ラウンド・トリップディレイによるFEXT区間用DMT フレームのNEXT区間への回り込みを回避することが可能である。

図20に前記ラウンド・トリップディレイを回避させるためにサイクリックプレフィックス（CP）長を変える方法を示す。

図20に於いて、ラウンド・トリップディレイの影響を小さくするために、局側送信DMT フレームの位相を局側TCM フレームの終端に

合わせて送信した場合、伝達遅延によるFEXT用加入者側受信フレームがNEXT区間に回り込むことは回避できるが、ラウンド・トリップディレイによる回り込みは回避できない（図20でのDMT フレームCP長同一時）。

ここで、図20のDMT フレーム CP長変更時に示すようにCP長を変更し、1番目と6番目のCP長を20ポイントから36ポイントへ変更し、それ以外を20ポイントから16ポイントに変更すると、ラウンド・トリップディレイによるFEXT用フレームがNEXT区間へ回り込むことを回避できる。

図21にサイクリックプレフィックス（CP）長を変えてNEXT用biテーブルの数をDMT フレーム数の2分の1にする方法を示す。

図21は、TCM クロストークの周期（400Hz）とDMT フレームから分周して作ったDMT400Hzとには周波数偏差があるため、DMT400HzとTCM クロストークの位相がずれていく様子を示す。通常、TCM クロストークがDMT400Hzからずれていってもエラーが起きないように、NEXT用biテーブルの数をDMT400Hz内のDMT フレーム数の半分より1だけ大きくするが、図21に示すように、CP長が大きいフレームを1つだけ作り、TCM クロストークがずれたらCP長を交換することでNEXT用biテーブルの数をDMT400Hz内のDMT フレーム数の2分の1にすることができる。図21ではCP=16,600としたときの例を示している。

図22にDMT シンボル分周400Hz クロックの伝達方法を示す。

図22に於いて、DMT フレームの特定キャリアを使用し、図に示すように送信側でそのキャリアの信号点に400Hz の先頭であれば第1象限、それ以外であれば第3象限の信号点を送信し、受信側では復調後、この信号点からDMT400Hzの位相を検出することが可能である。

図23にTCM NEXTがある場合でも受信可能なDMT キャリアを示す。

図23では、TCM ISDN出力と、そのNEXTのスペクトラムを示している。図では320kHzの整数倍のところにNEXTがないことを示している。前記DMT400Hzクロックの送信等、NEXT区間でも情報を伝達したい場合は、320kHzの近辺のキャリア（ADSLでは74番目のキャリア＝ $4.3215\text{kHz} \times 74 = 319.125\text{kHz}$ ）を使用することにより、当該周波数のクロストークを削減して、伝達可能にしている。

図24にbiテーブルにTCM クロストークと同期させるためにPLL 制御を行う方法を示す。

図24に於いて、DMT400Hzクロックを伝送し、Multiple biテーブルをそれに同期させる。TCM クロストークの周期は400Hz であるが、DMT400Hzクロックとは周波数偏差があるために位相が徐々にずれていく。ここで、図24に示すように、TCM クロストークが1 DMT フレーム分ずれたところで、DMT400Hzクロックも1 DMT フレーム分ずらす。これにより、Multiple biテーブルをDMT400HzにPLL 制御をかけ、TCM クロストークにMultiple biテーブルを同期させることが可能になる。

図25にクロストーク検出シーケンスを示す。

図25ではTCM クロストークがある環境化でもデータ通信のためのイニシャライズを行えるように、イニシャライズ・シーケンス（通常シーケンス）の前にクロストークを検出するためのシーケンスを示している。ここでは、一例として、局側、加入者側とも無送信状態を作り、この間にクロストーク量、および位相を検出する。

図26にクロストークを測定する方法を示す。

図26では受信信号が、復調部に入り復調された結果とリファレンス（基準値）との差分を抽出し、これをエラーとしてクロストークの大きさを測定する。図26ではまた、この通常の復調結果のエラーからクロストークを測定する系とは別個に、クロストークをパワー

計算により測定するための系を設けている。このクロストーク積分器はパワー計算によりクロストーク量を求めるため相手局がデータを伝送していなくてもクロストークを測定可能である。

また、復調系と別個に設けたクロストーク積分器の出力を統合し、補正することにより、より正確にクロストークを測定することが可能となる。

図27にクロストーク積分器の処理概略を示す。

図27ではDMTシンボルを分周したDMTシンボル分周400Hzを作り、この400Hz 1周期内で、それぞれのサンプリング点で受信信号を2乗、平均化し、記憶する。これを400Hz単位に複数回行うことで、記憶した値がTCMクロストークと位相同期した400Hz信号となり、また、この400Hz信号の値の大きな所と小さな所の差により、NEXTノイズ量を測定することができる。

この差分値を用いることで、相手局からのデータ送出の有無に関わらずクロストークを検出することが可能である。

図28にbiテーブルとDMTフレームの同期をとるシーケンスを示す。

ADSL伝送では、bi情報を相手局に送出後、データ通信のための同期シーケンス（データ通信同期シーケンス）を通して、データ通信を行う。

TCMの400HzとDMTシンボルから分周した400Hzが非同期のシステムでは、データ通信開始時のbiテーブルの位相を相手局に知らせる必要がある。図28ではbiテーブルを非同期システムで相手局に知らせるために「位相通知」、「応答」という手順を局側、加入者側ともに行いbiテーブルの同期をとることを示している。

以上のべたように本発明では以下の効果を有する。

ピンポン伝送を採用したISDN信号よりの漏話のような高周波数帯

域を有し且つ周期性のある雑音に対して、最適な信号点配置を自動的に選択して最適な伝送を実現することができる。

更に予測フィルタは時間軸上でもアナログ信号であるので、雑音の持つ周期性を自身のサンプリング周期に関係なく再現することができる。

また特にピンポン伝送を採用したISDN機器から同期信号を貰うことなく、自身で最適化された伝送方法を実現できる。他の機器から同期信号を貰う方式に比べて、設置が容易であり系の構成も簡単になる。

また雑音の特に決まった周期を前提としておらず、特定信号との同期方式ではないので、より広い範囲の雑音に対して補償、最適化を行うことができる。

また変復調系は通常の系を前提としているので、従来の伝送系または標準化された伝送系にそのまま適用することができる。

また従来の伝送系または標準化された伝送系に適用される機器、モジュールまたは部品をそのまま附加回路またはモジュールとして追加して、本発明の系を実現することができる。

## 請 求 の 範 囲

1. 加入者線の高周波数帯域を使用して電話と併存しながら高速データ伝送を行う加入者線用伝送方法において、

前記加入者線を介して受信した受信信号の中から周期性を有する雑音を含んだ信号品質出力信号を抽出し、

該信号品質出力信号をサンプリングして平均化することにより、該雑音の振幅と周期を予測することを特徴とする加入者線用伝送方法。

2. 前記予測された前記雑音の振幅と周期を送信側にフィードバックし、

フィードバックされた該雑音の振幅と周期を基に送信されるデータの信号点配置を制御することを特徴とする請求項1に記載の加入者線用伝送方法。

3. 前記予測した雑音の振幅と周期を一時的に蓄え、

新たに予測した雑音の振幅と周期と、該蓄えられた雑音の振幅と周期とに差が有る場合、その差を差分信号として送信側にフィードバックし、

フィードバックされた差分信号を基に送信されるデータの信号点配置を制御することを特徴とする請求項1に記載の加入者線用伝送方法。

4. 加入者線の高周波数帯域を使用して電話と併存しながら高速データ伝送を行う加入者線用伝送方法において、

前記加入者回線を介して受信した受信信号の中から周期性を有する雑音を含んだ信号品質信号を抽出し、

該抽出した信号品質出力信号を送信側に送り、

送信側で信号品質出力信号をサンプリングして平均化することに

より、当該信号品質出力信号に含まれる雑音の振幅と周期を予測することを特徴とする加入者線用伝送方法。

5. 加入者回線の高周波数帯域を使用して電話と共存しながら高速データ伝送を行う加入者線用伝送方法において、

前記加入者回線を介して受信した受信信号の中から周期性を有する雑音を検出し、

該検出した雑音に関する情報を一時的に蓄え、

新たに検出した雑音に関する情報と、該蓄えられた雑音に関する情報とに差がある場合、その差を差分信号として送信側にフィードバックすることを特徴とする加入者線用伝送方法。

6. 前記差分信号は伝送ビット数と当該伝送ビット数に変わる場所を示す位置情報を含むことを特徴とする請求項5記載の加入者線用伝送方法。

7. 通信開始直後の伝送ビット数は、一周期内の最大雑音量を正常に受信できるビット数に設定されることを特徴とする請求項5記載の加入者線用伝送方法。

8. 受信した受信信号の中から周期性を有する雑音を含んだ信号品質出力信号を抽出し、

該信号品質出力信号をサンプリングして平均化することにより、該雑音の振幅と周期を予測することを特徴とするノイズ予測方法。

Fig.1

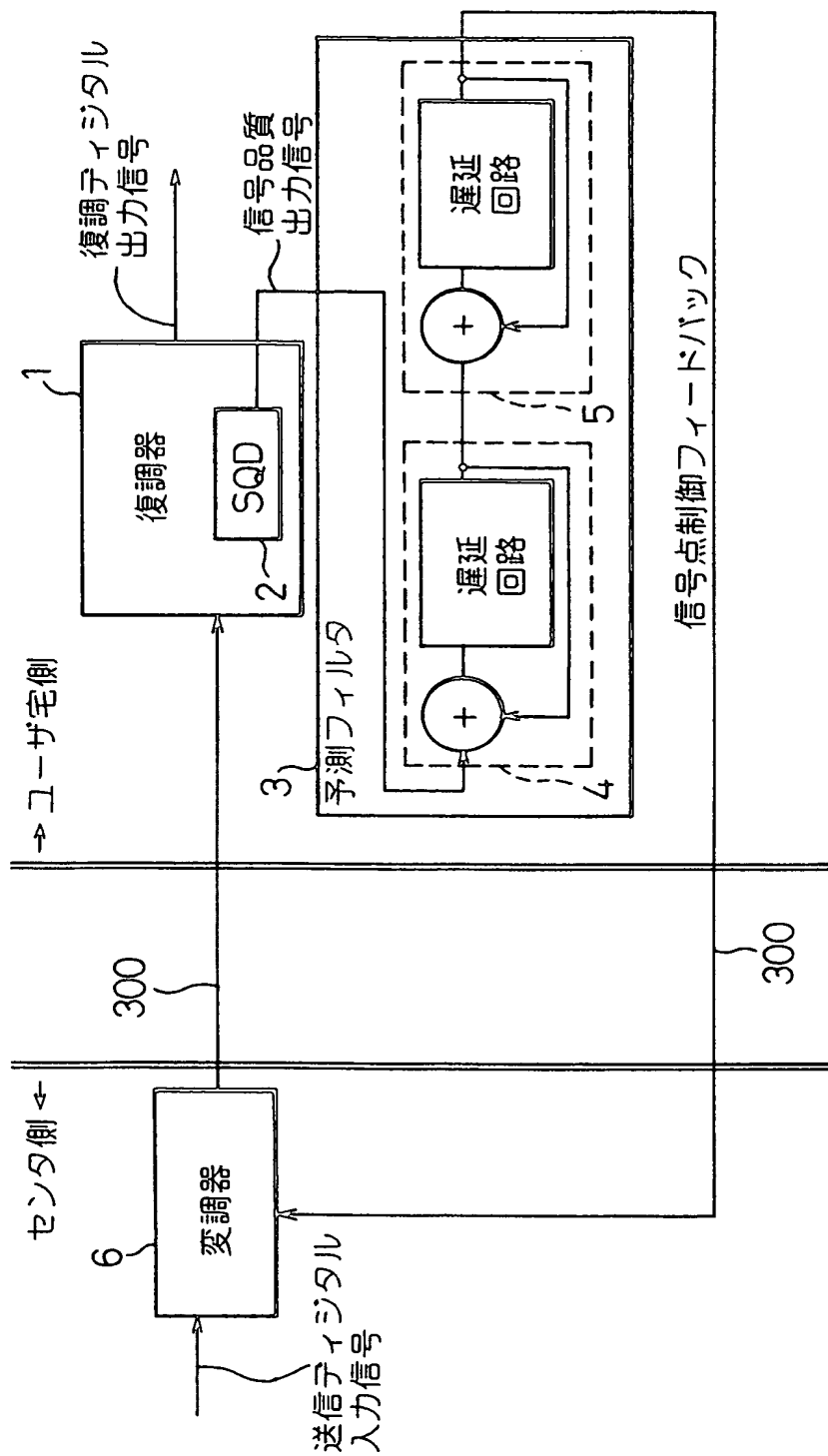




Fig. 2

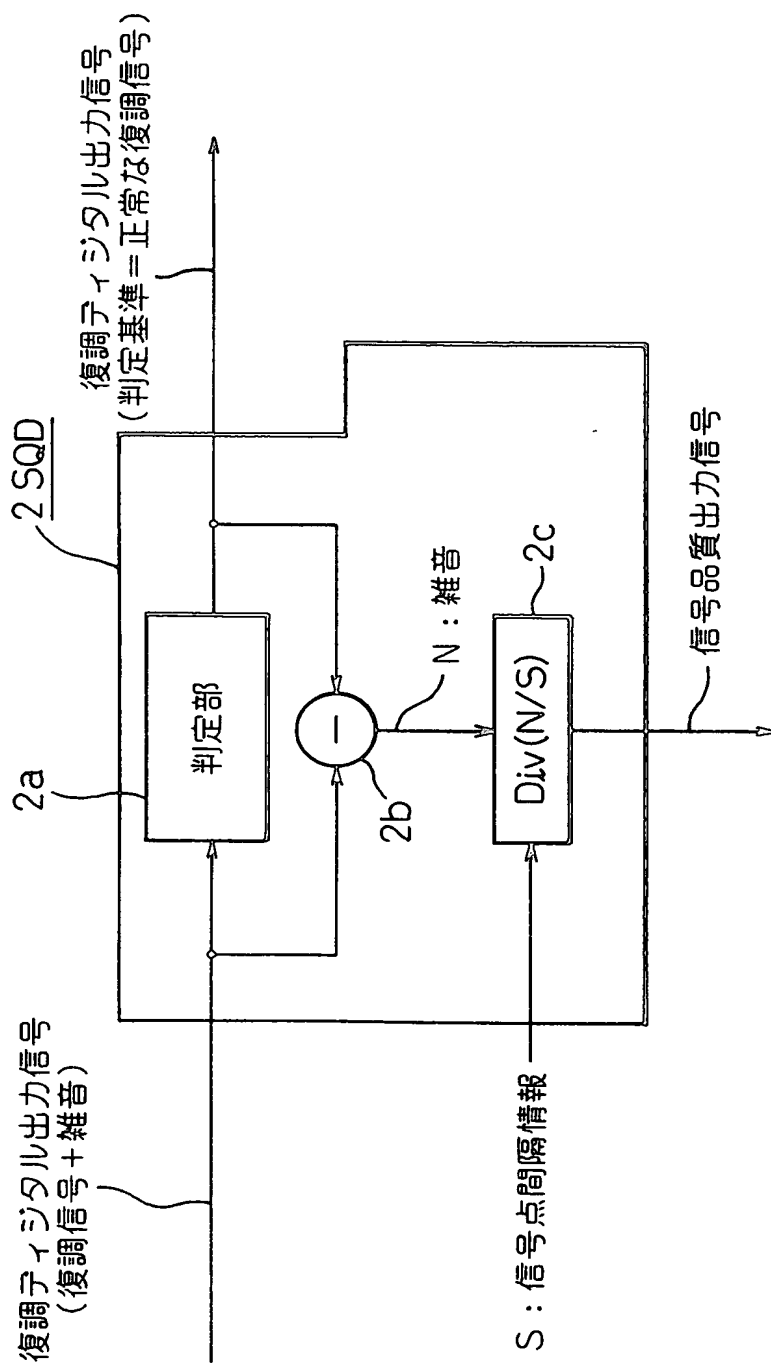
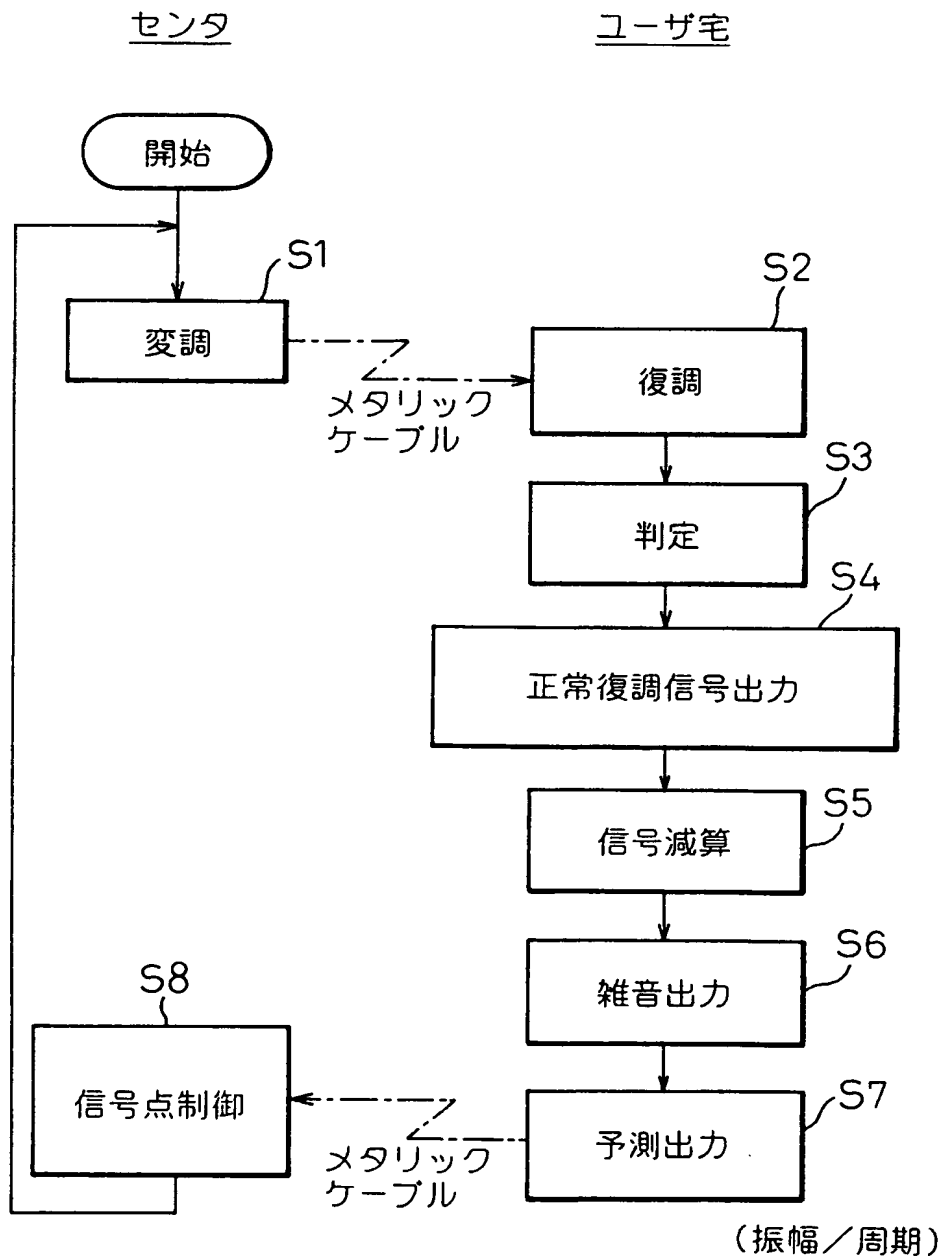
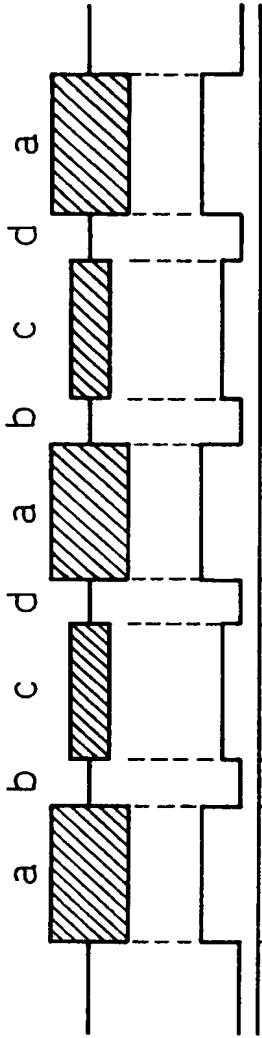


Fig.3



漏話量



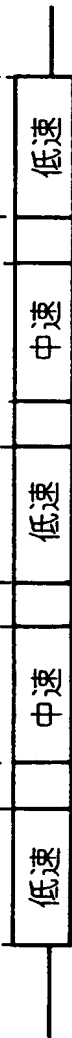
信号品質



予測出力



送信信号



補正後の  
信号品質



Fig.4A

Fig.4B

Fig.4C

Fig.4D

Fig.4E

Fig.5

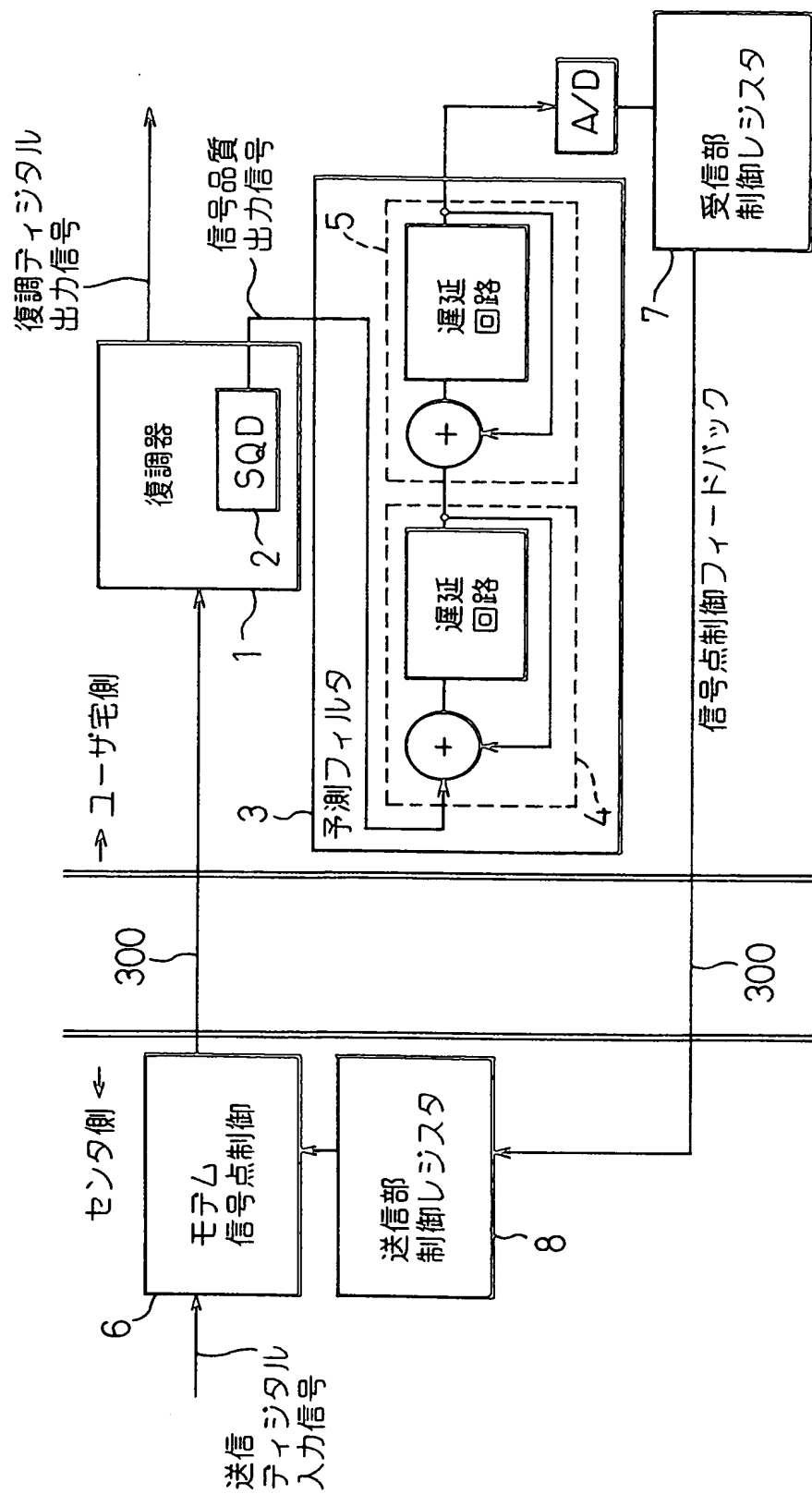
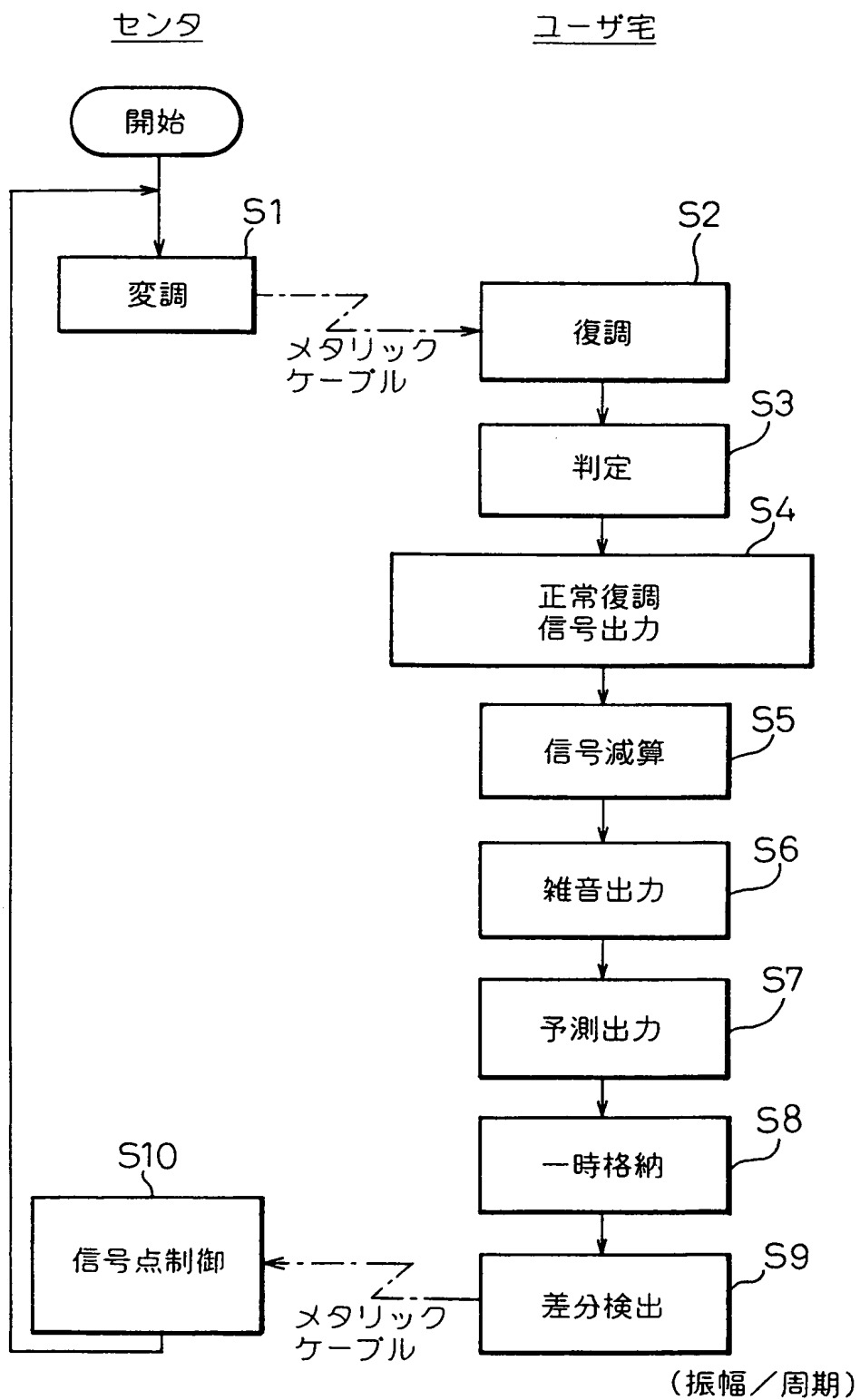


Fig.6



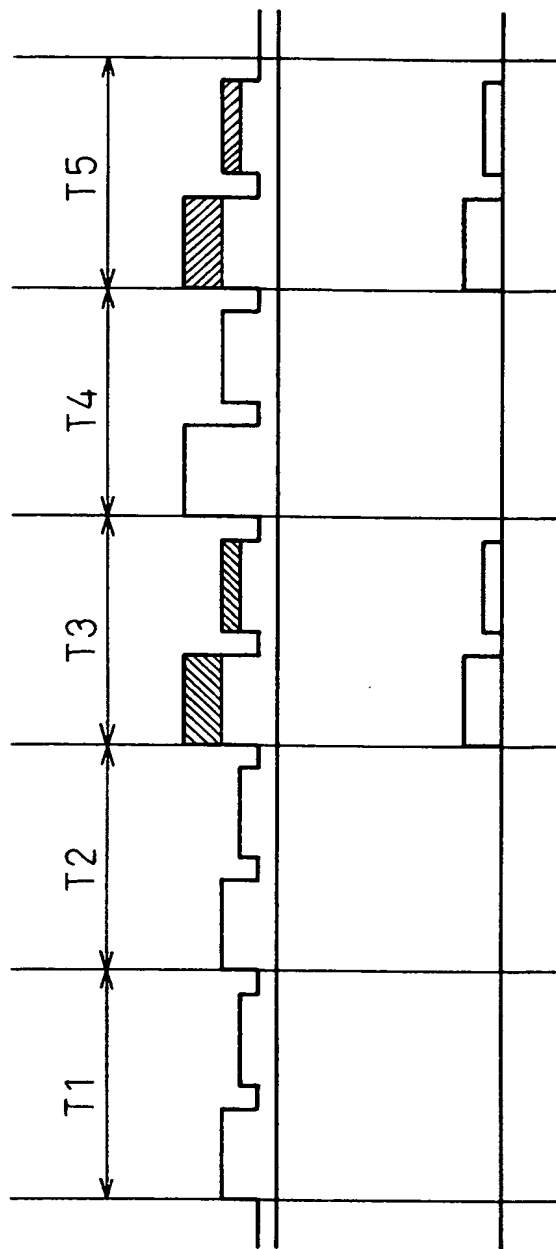


Fig. 7A

Fig. 7B

Fig.8

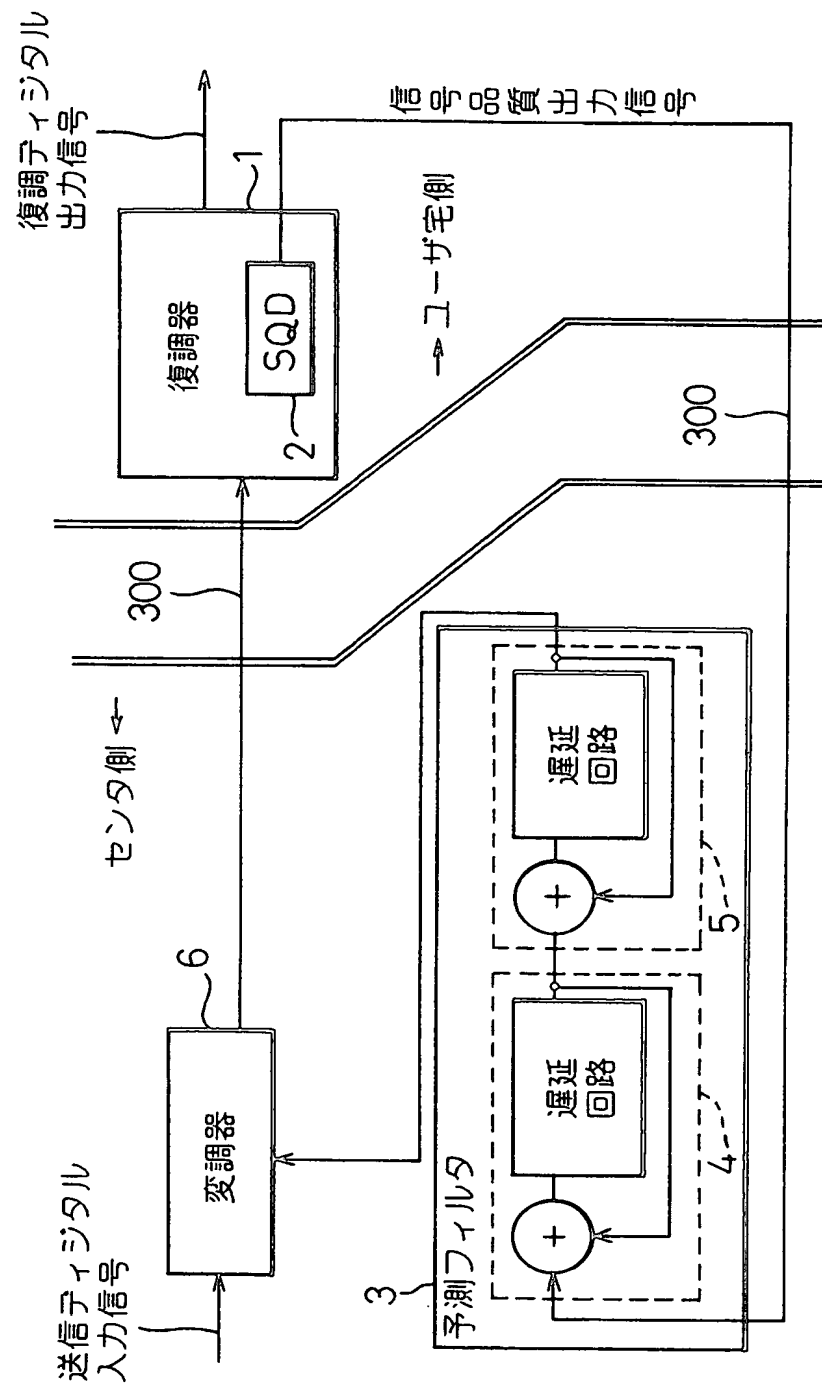


Fig.9

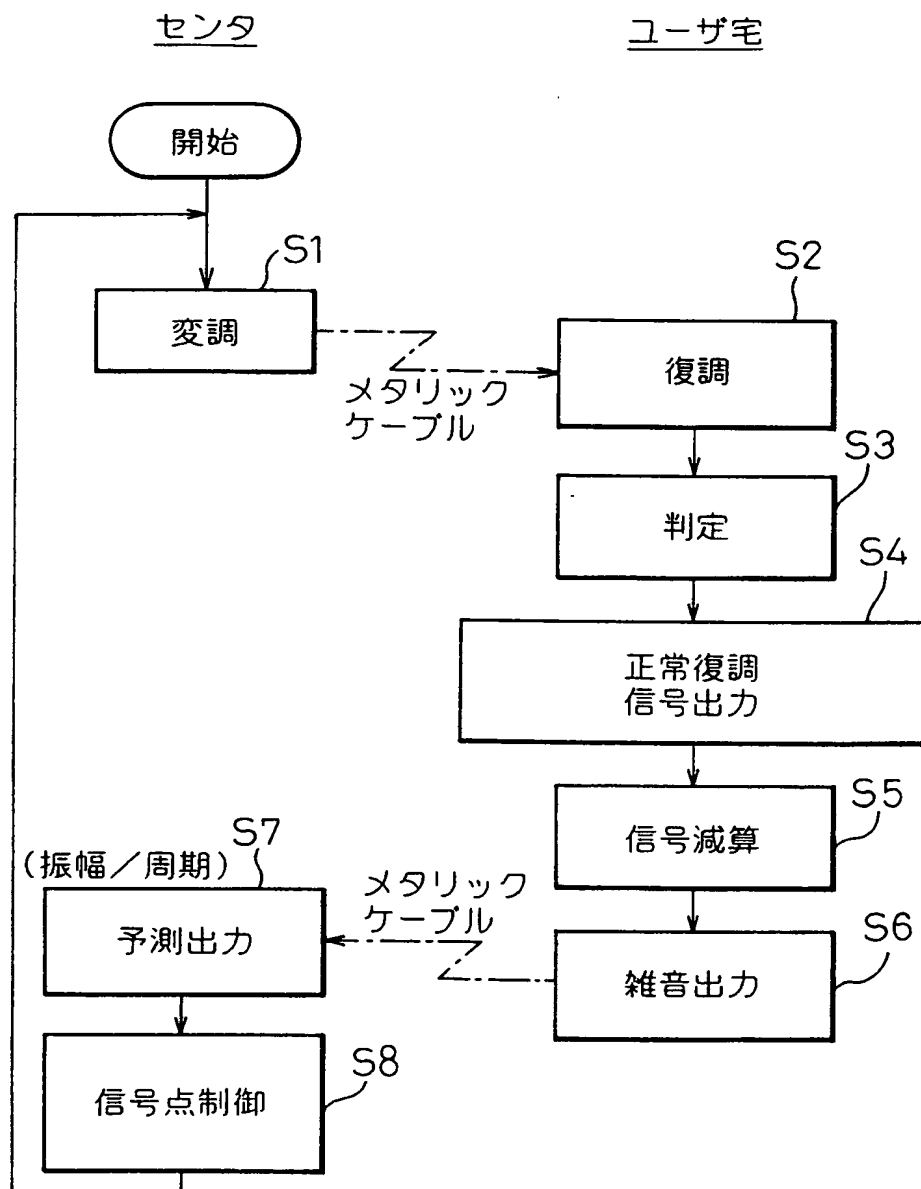




Fig.10

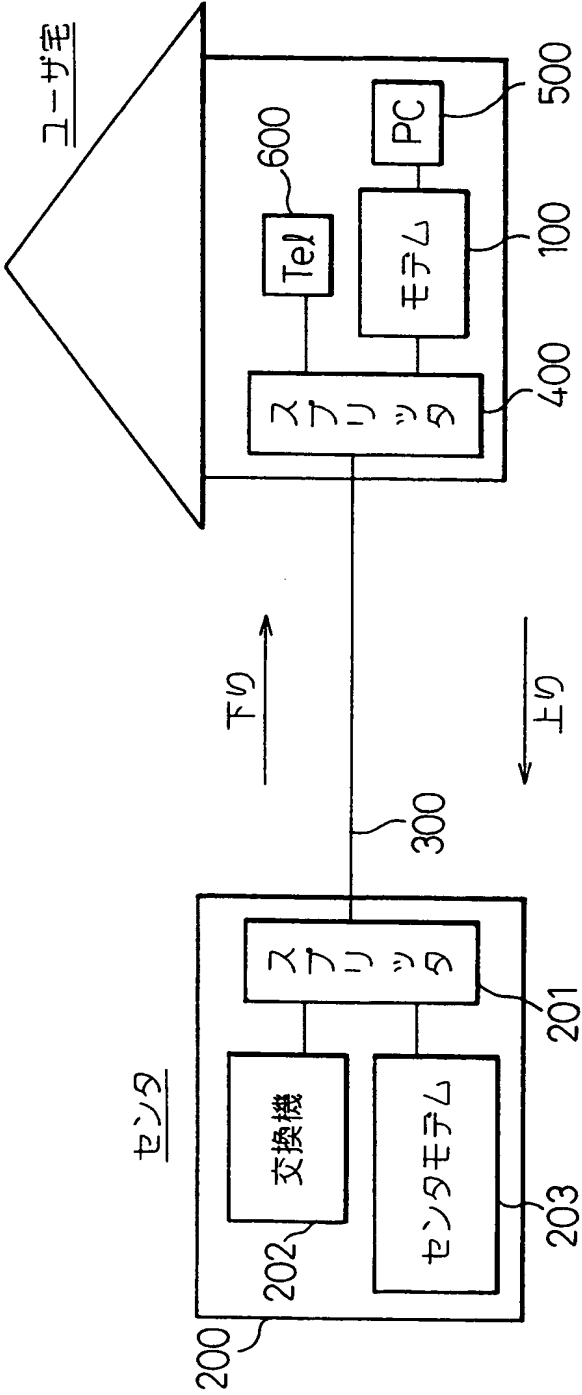


Fig.11A

Fig.11B

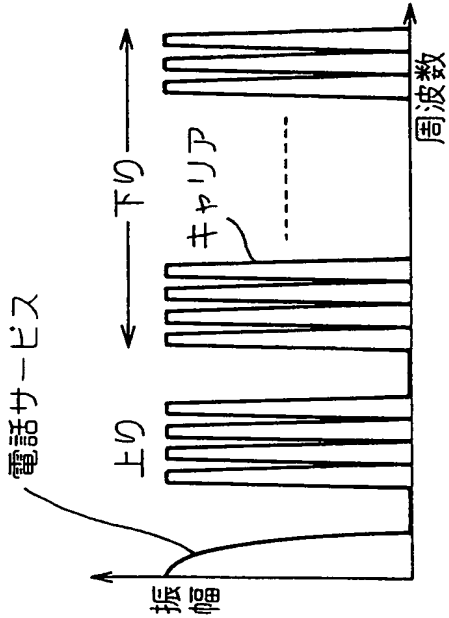
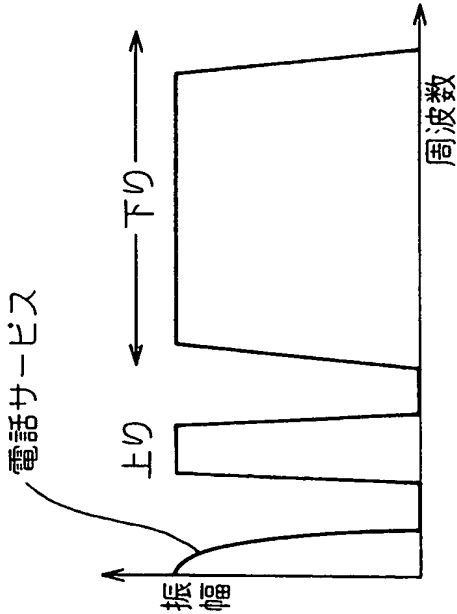


Fig.12

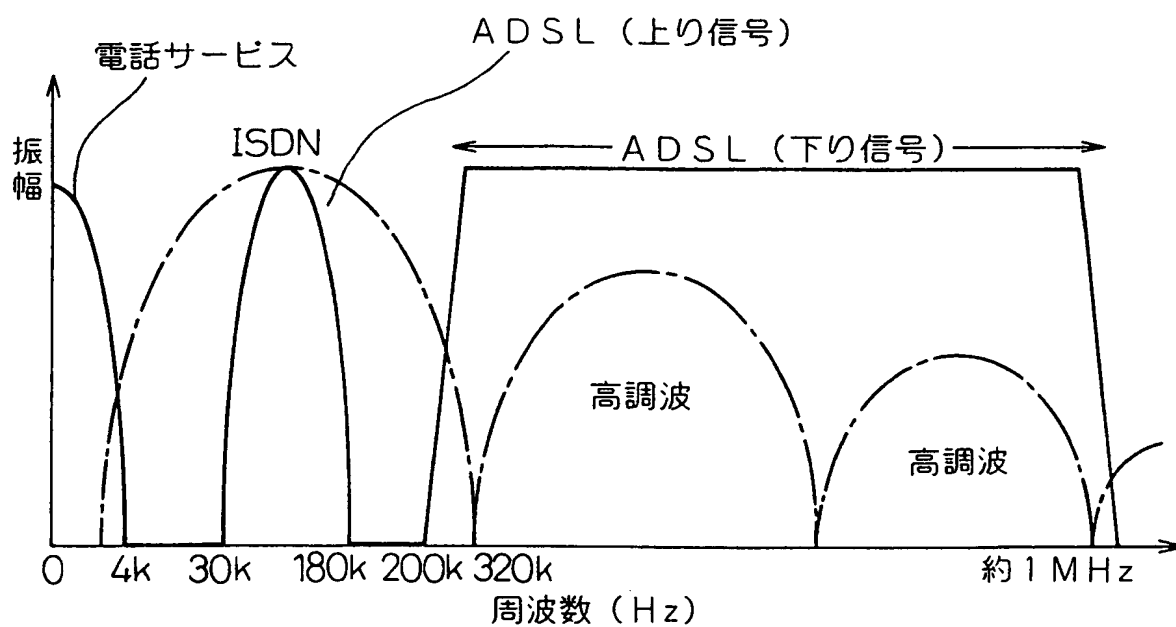


Fig.13A

Fig.13B

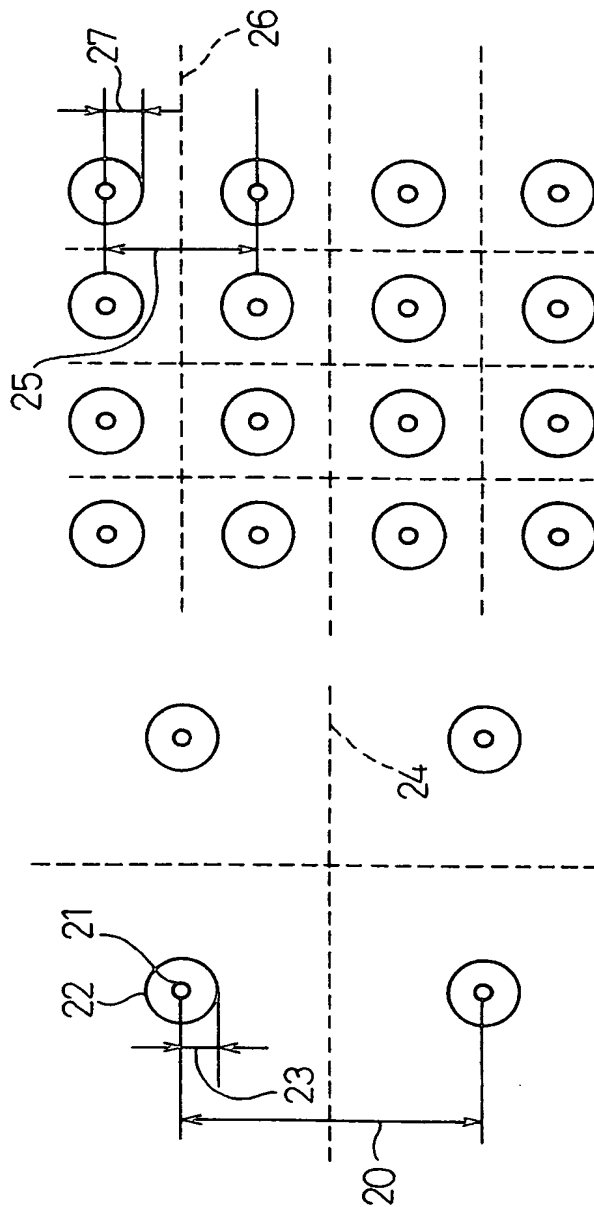


Fig.14

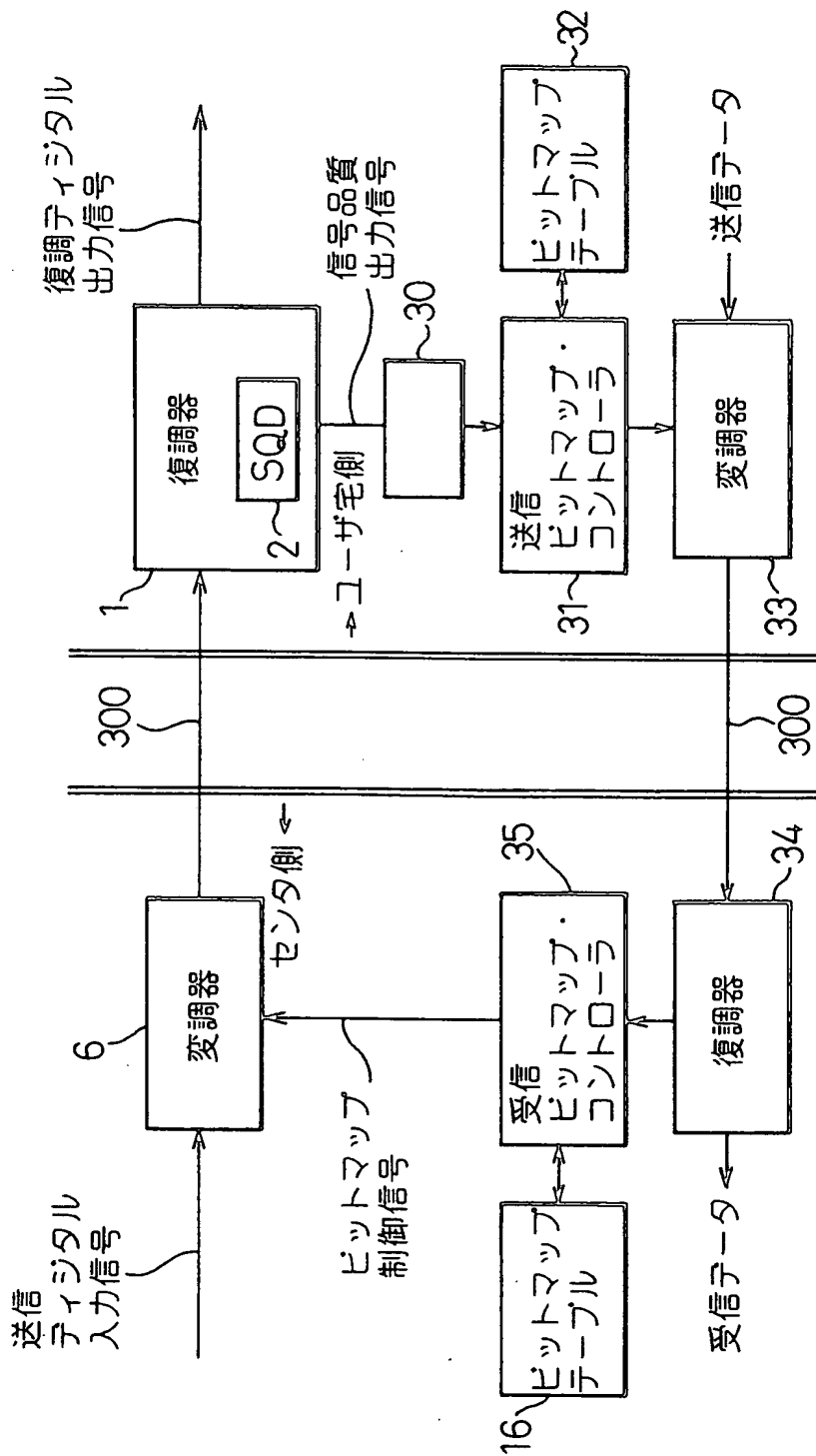


Fig.15

$h_m$  : 雑音周期内変調番号  
 $C_n$  : キャリアの子ネル番号  
 $B_{mn}$  : 伝送ビット数

	$h_0$	$h_1$	-----	$h_m$
$C_0$	$B_{00}$	$B_{10}$	----	$B_{m0}$
$C_1$	$B_{01}$	$B_{11}$	----	$B_{m1}$
-----	----	----		
$C_n$	$B_{0n}$	$B_{1n}$	-----	$B_{mn}$

Fig.16

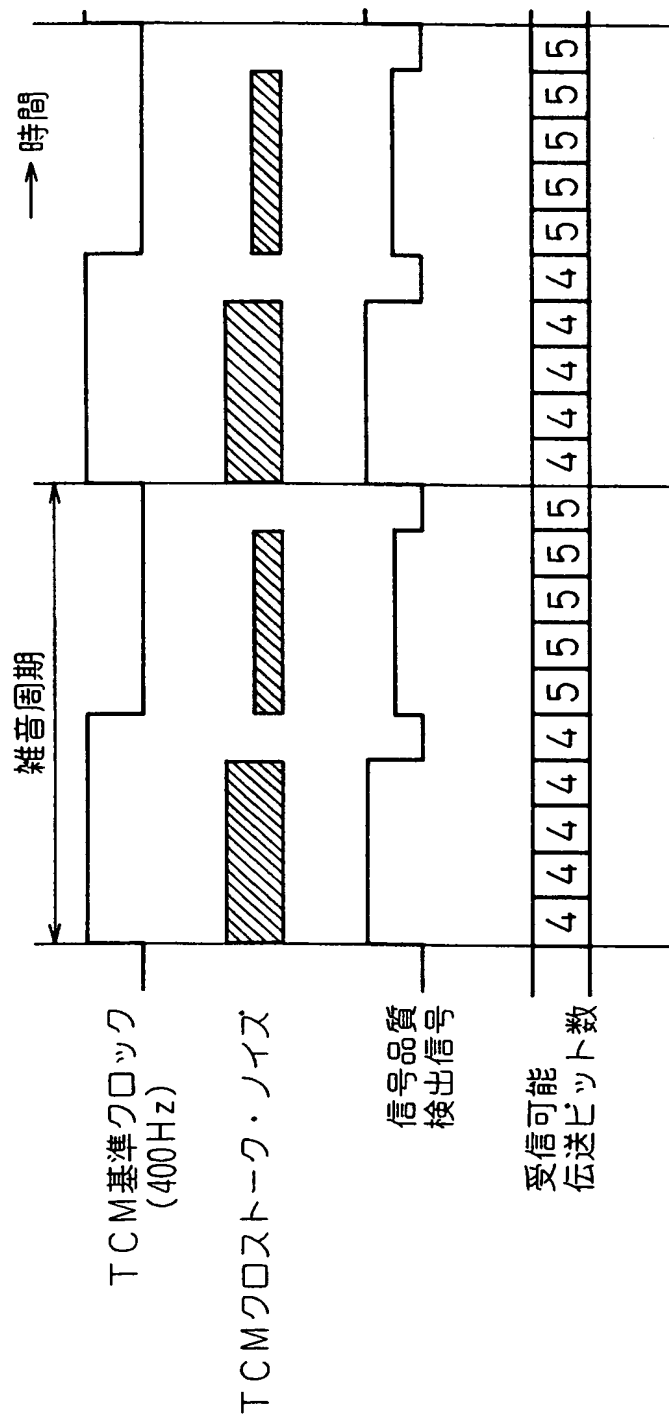


Fig.17

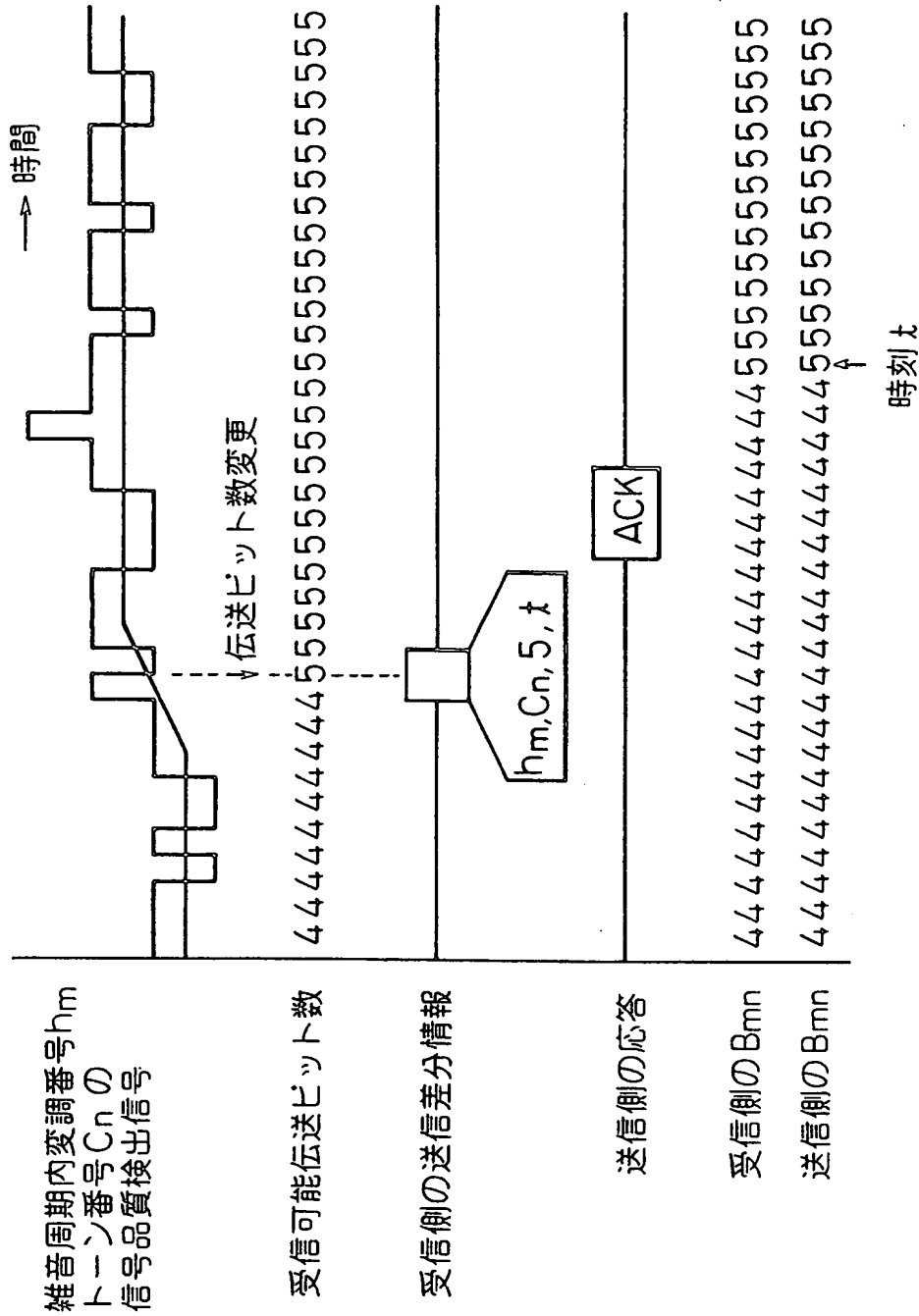




Fig. 18

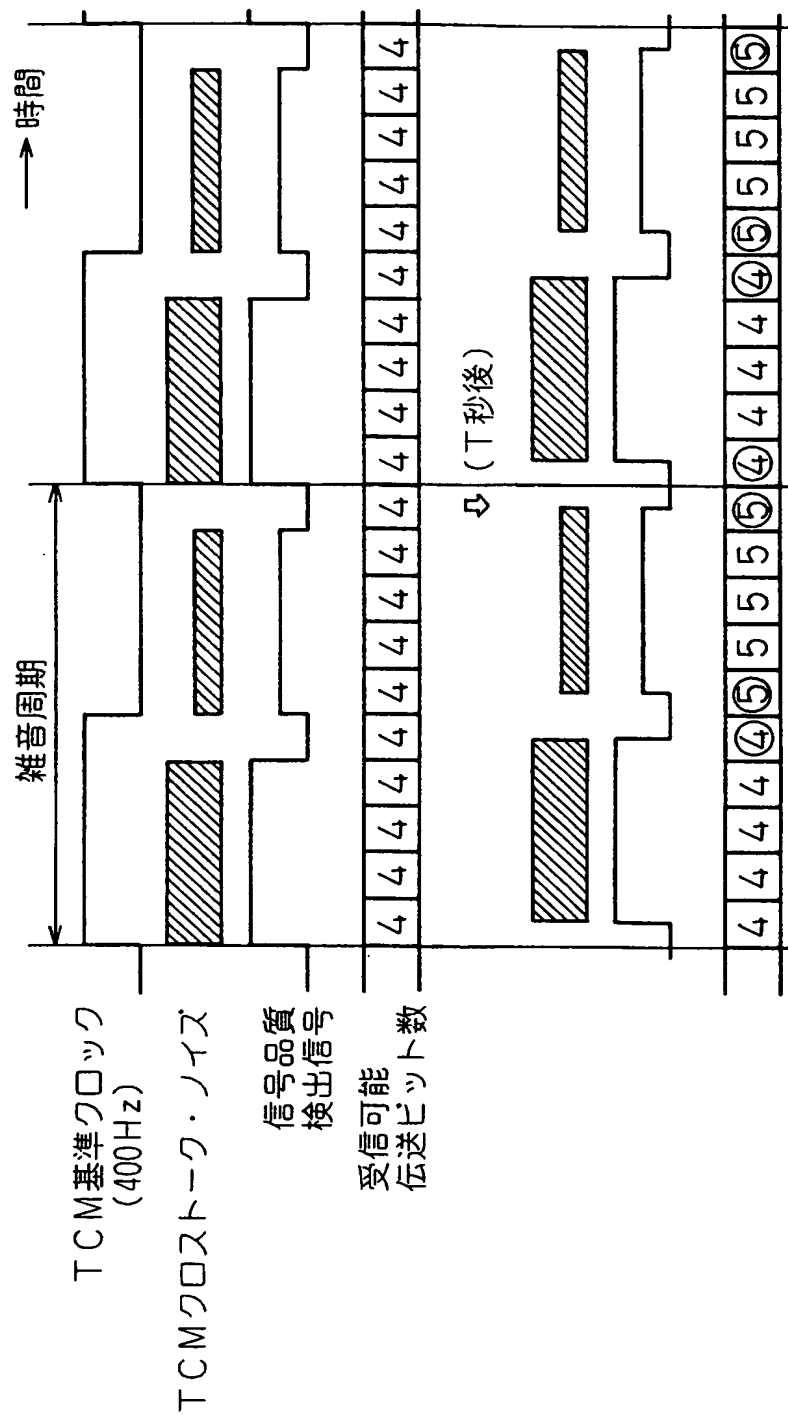


Fig.19

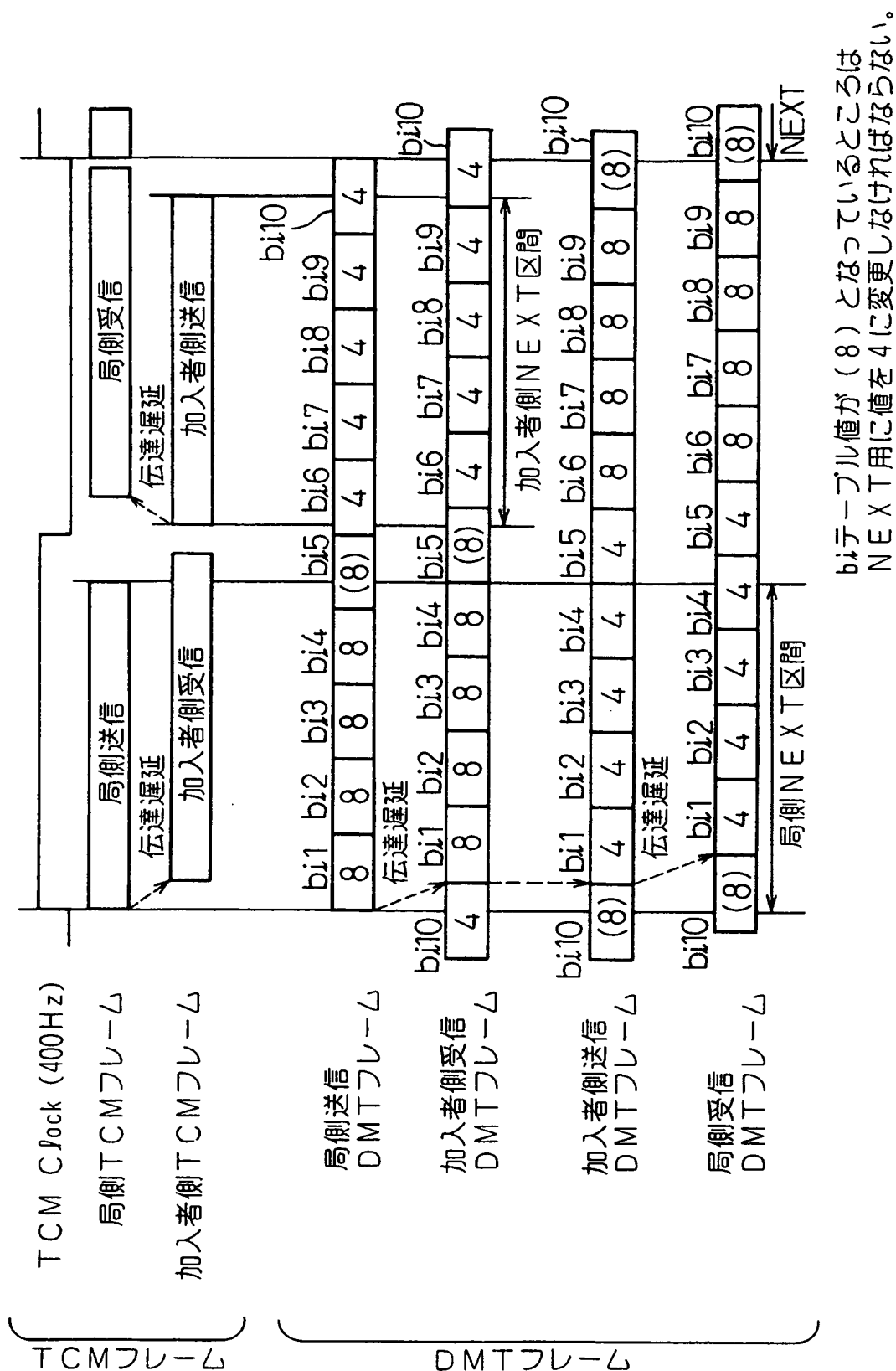


Fig.20

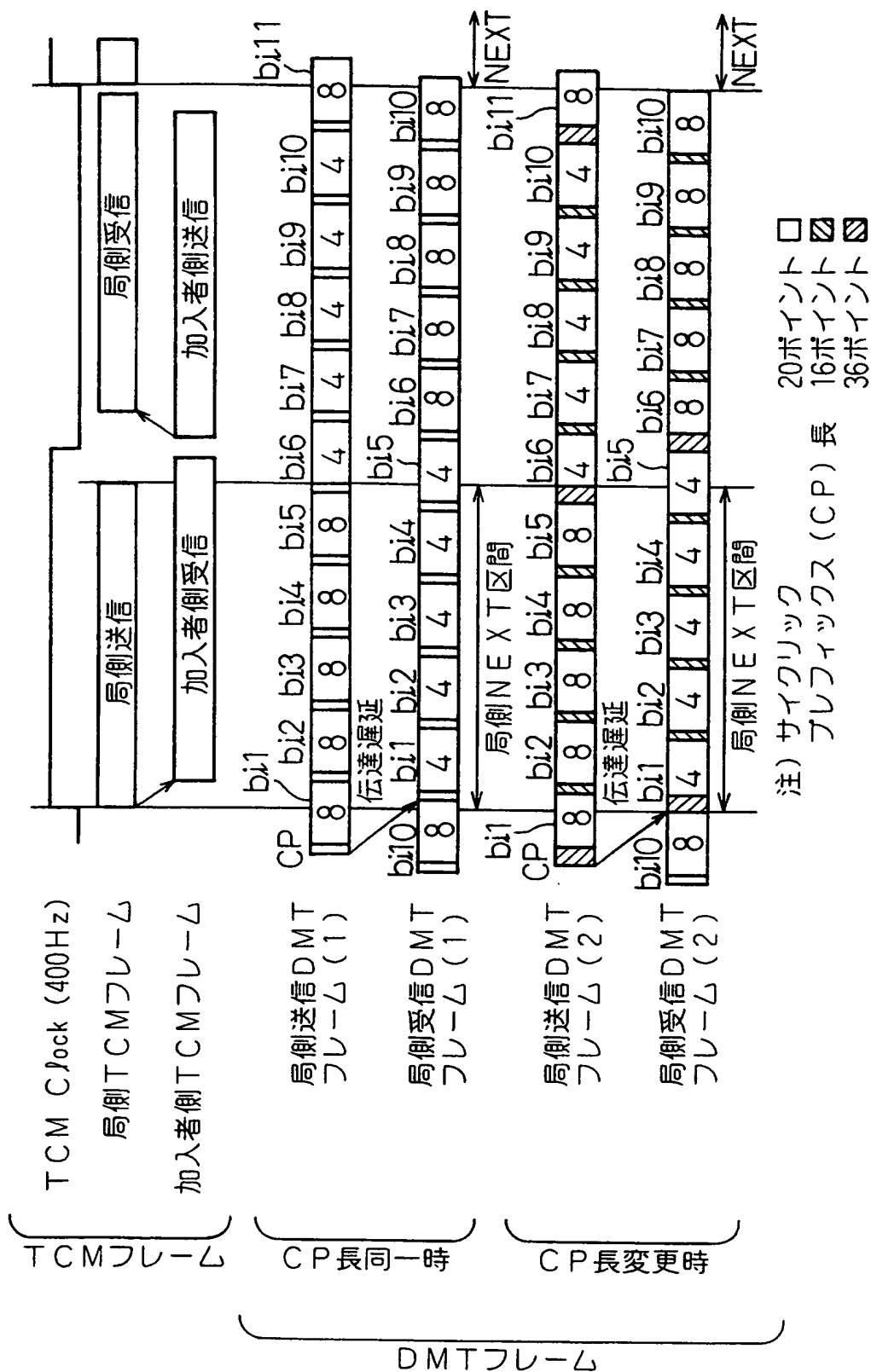


Fig.21

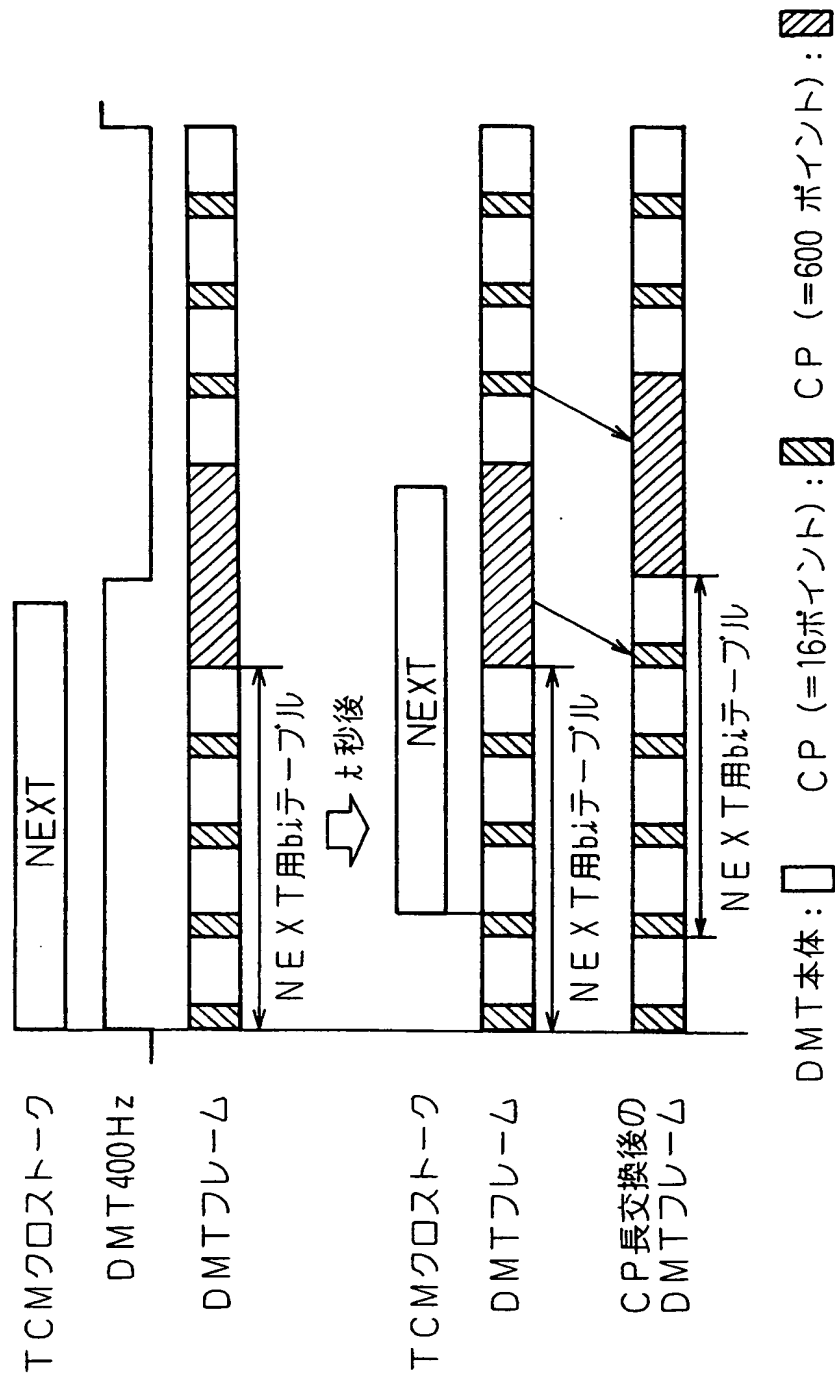


Fig.22

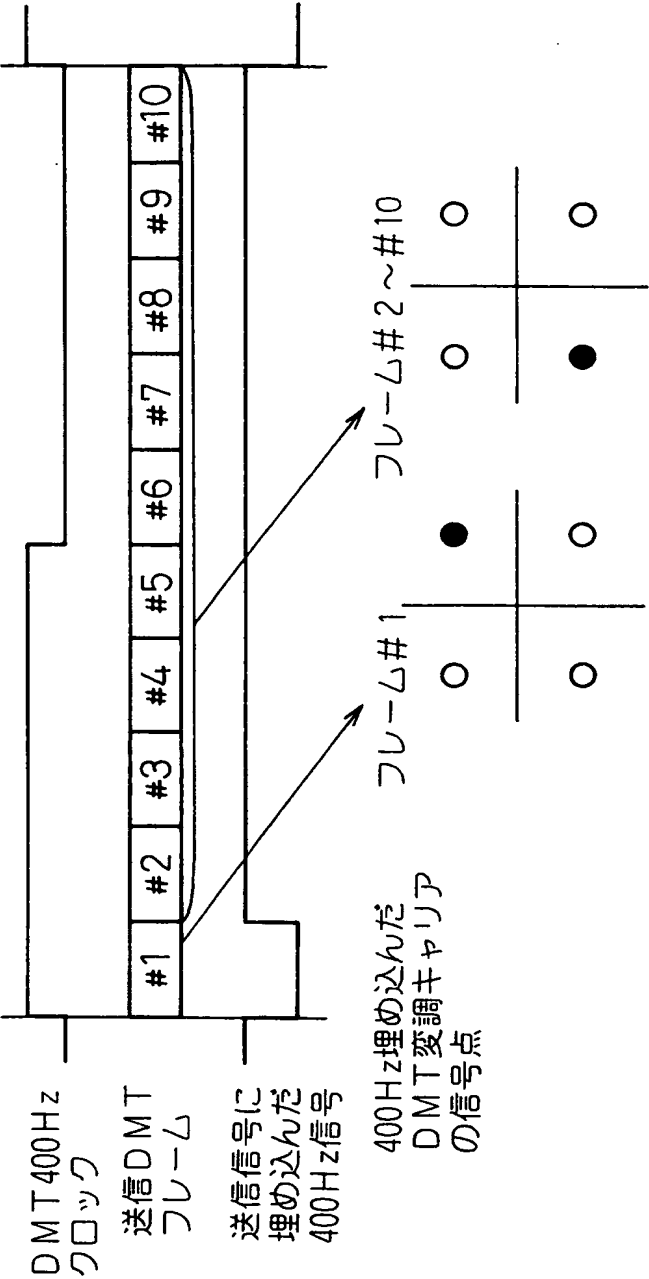


Fig. 23

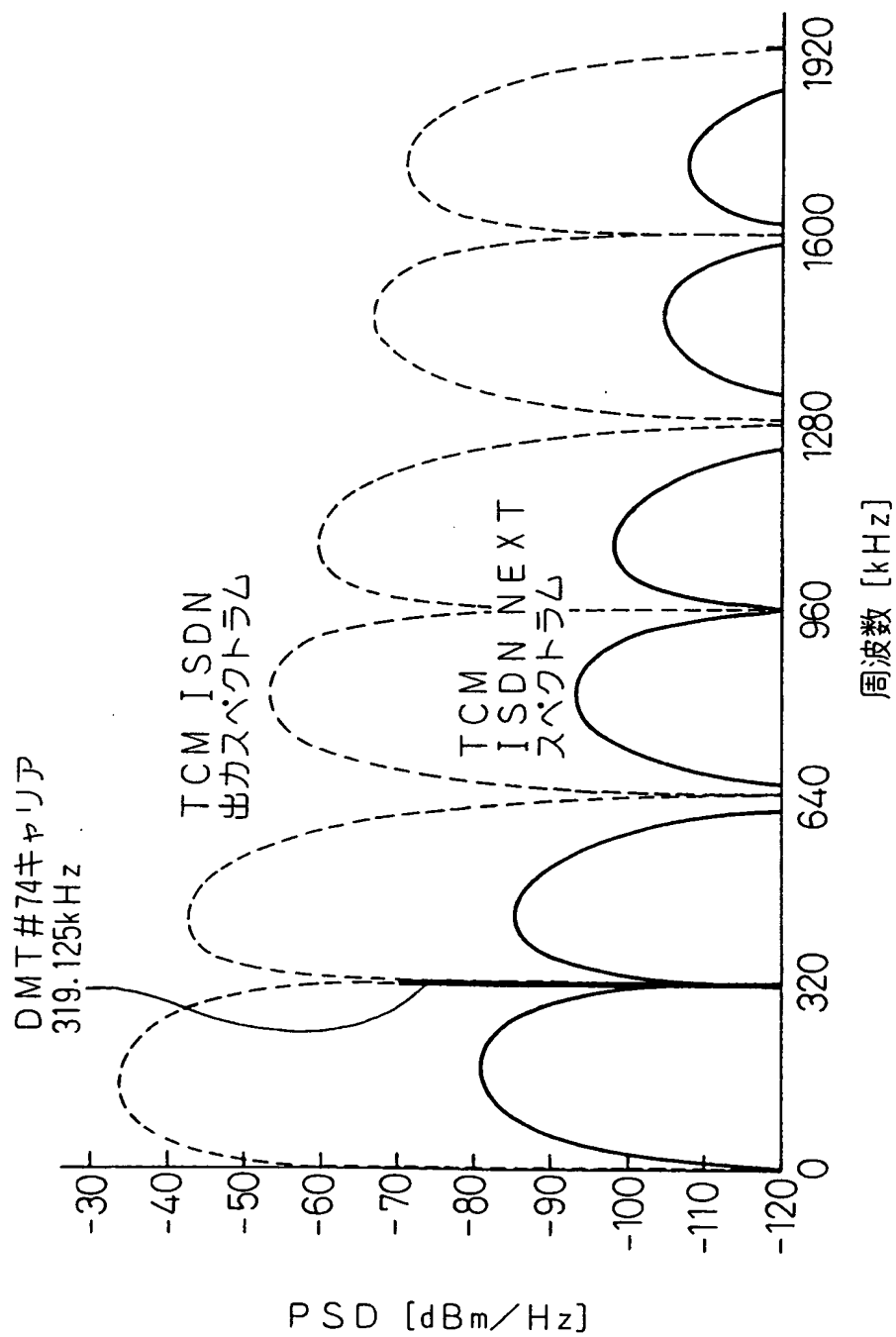


Fig.24

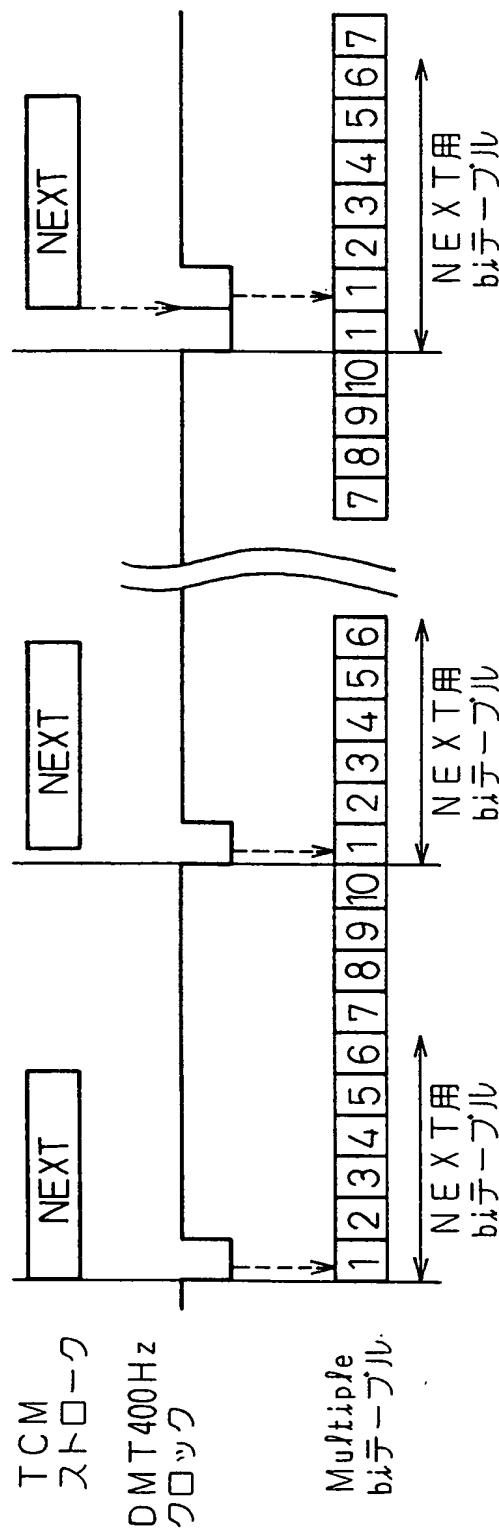


Fig.25

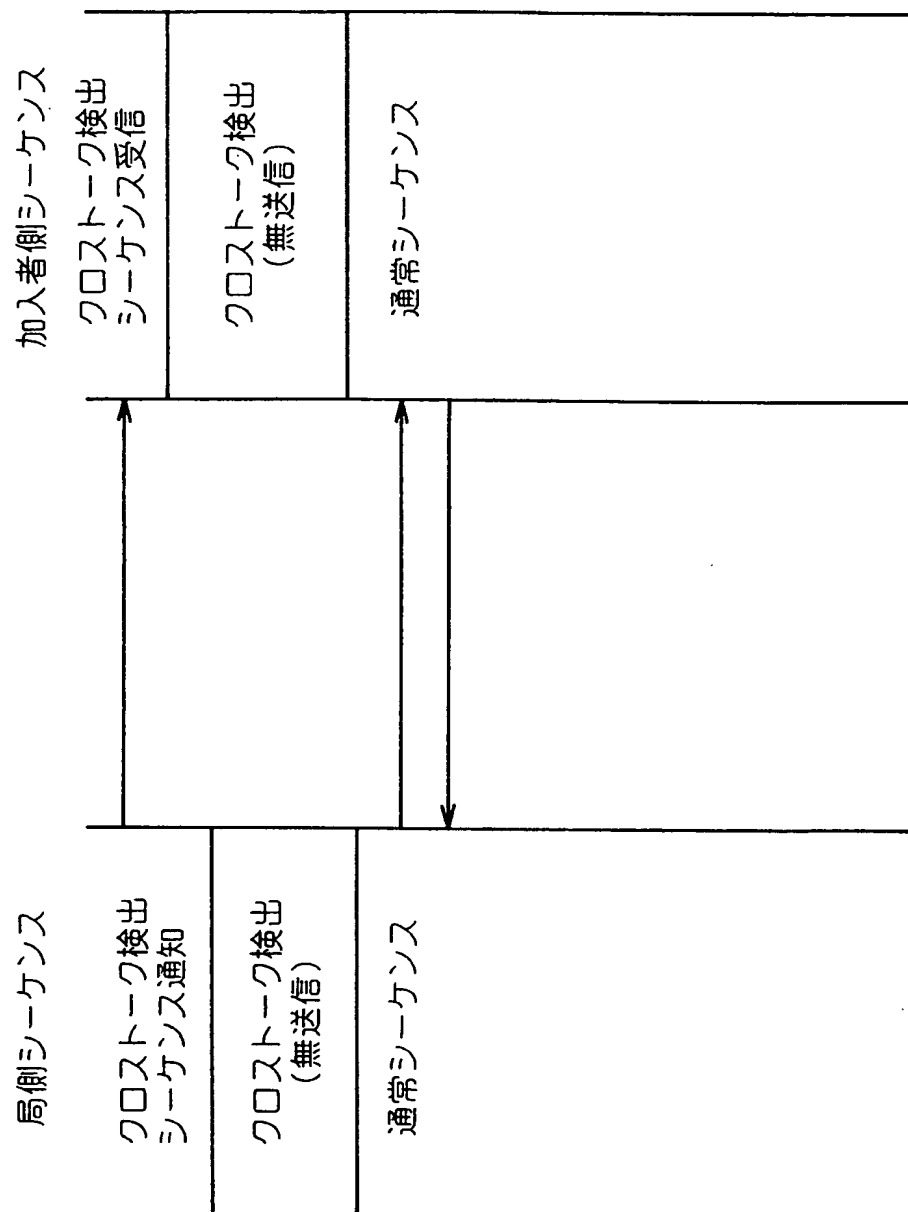




Fig. 26

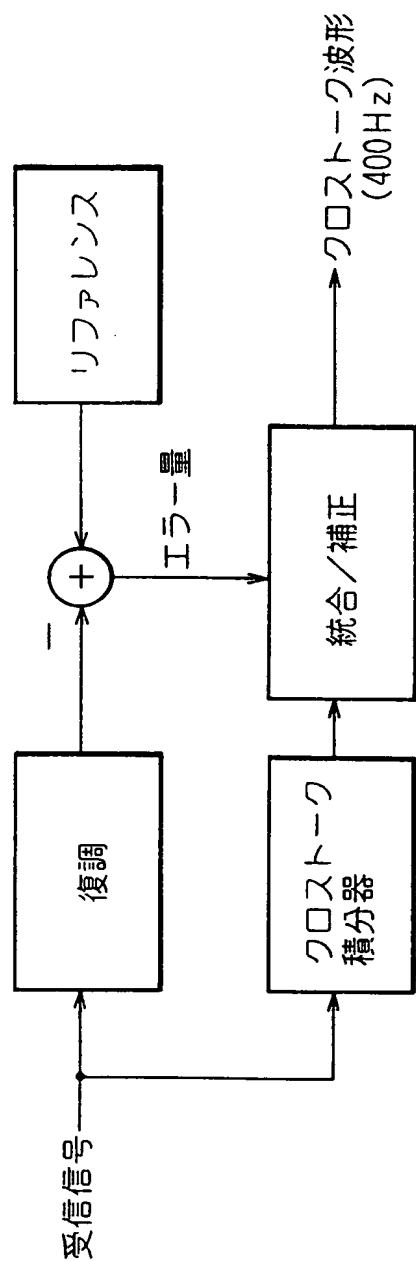


Fig.27

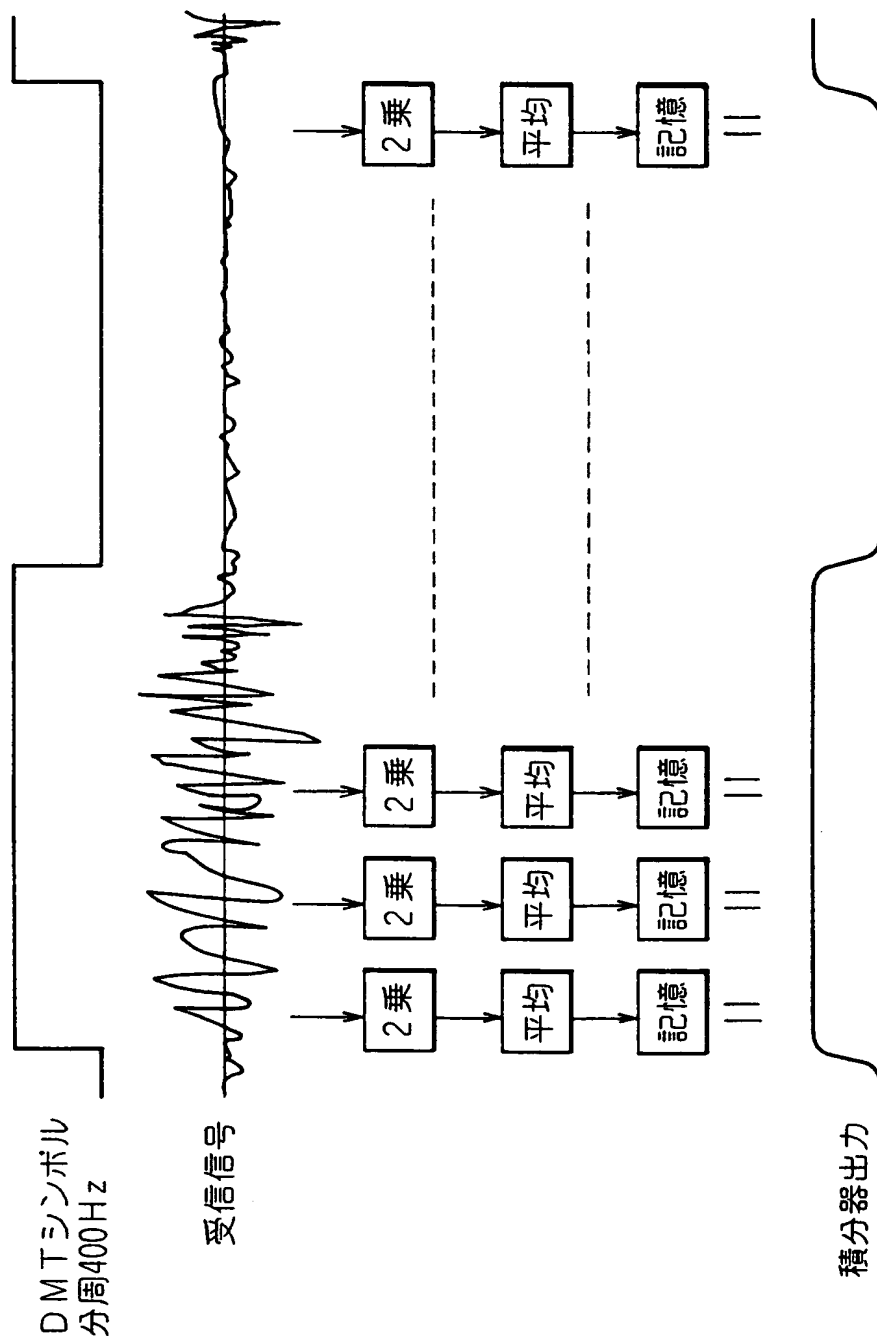
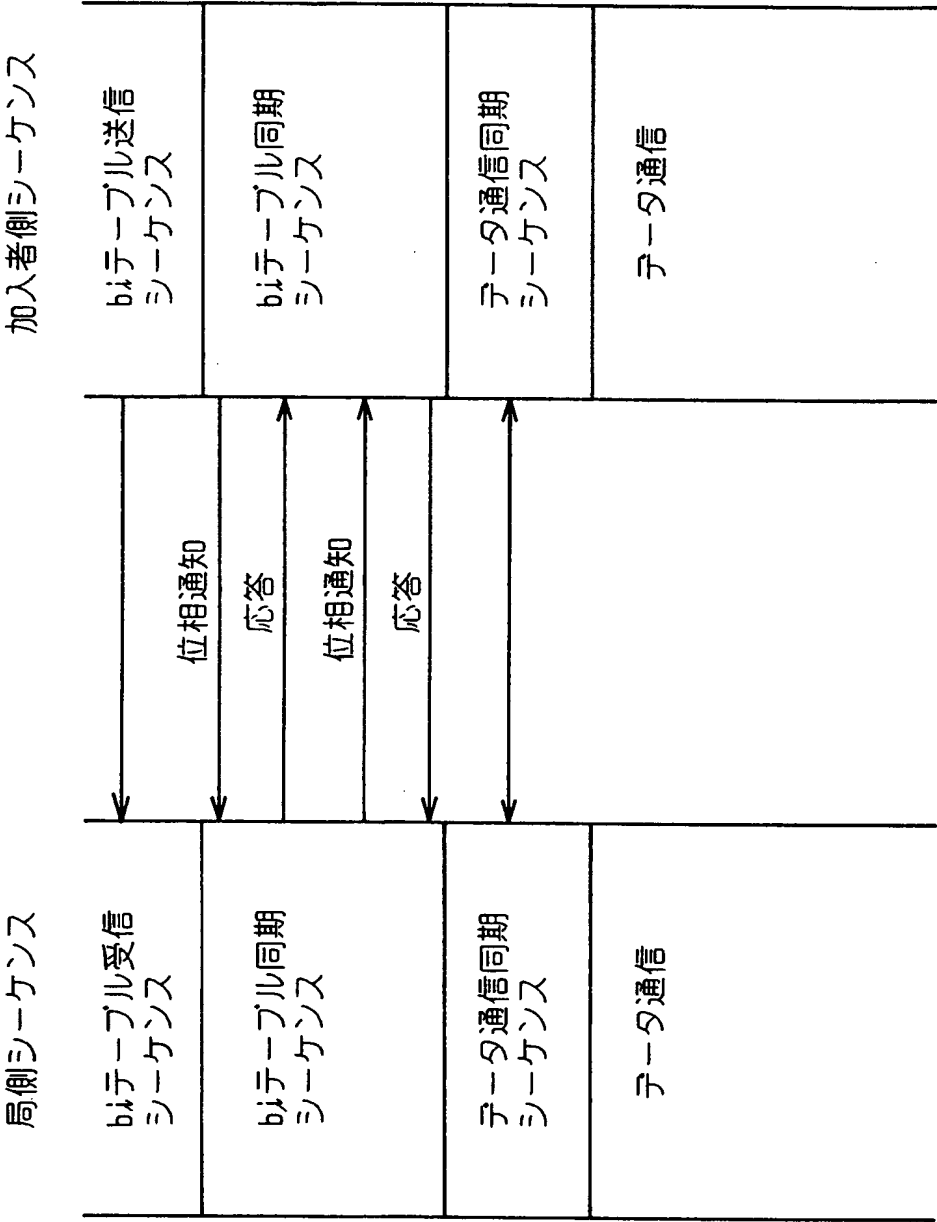


Fig.28



## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP99/01256

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER  
Int.Cl<sup>6</sup> H04M11/06, H04M3/00, H04L12/02

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int.Cl<sup>6</sup> H04M11/00, H04M3/00, H04L12/02, H04B1/10, H04B15/00

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched  
Jitsuyo Shinan Koho 1926-1996 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-1999  
Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-1999 Jitsuyo Shinan Toroku Koho 1996-1999

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	JP, 9-275387, A (Motorola, Inc.), 21 October, 1997 (21. 10. 97), Page 4, right column, line 48 to page 5, left column, line 15 ; Fig. 3 & US, 5781728, A & EP, 795977, A2	1 2-7
Y	JP, 3-231544, A (Kokusai Denshin Denwa Co., Ltd.), 15 October, 1991 (15. 10. 91), Page 4, upper left column, line 6 to lower left column, line 10 ; Fig. 3 & US, 5222106, A	1 8
X		
P	JP, 10-303872, A (Takashi Tsutsui), 13 November, 1998 (13. 11. 98) (Family: none)	1-7
A	JP, 9-51328, A (Samsung Electronics Co., Ltd.), 12 February, 1997 (12. 02. 97) & GB, 2303032, A & FR, 2736229, A1 & KR, 97004285, A	1-7

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C. ☐ See patent family annex.

* "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "E" earlier document but published on or after the international filing date "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art "&" document member of the same patent family
--	--

Date of the actual completion of the international search  
8 June, 1999 (08. 06. 99)

Date of mailing of the international search report  
22 June, 1999 (22. 06. 99)

Name and mailing address of the ISA/  
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP99/01256

## C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	EP, 812087, A2 (Motorola, Inc.), 10 December, 1997 (10. 12. 97) & JP, 10-155031, A & US, 5852633, A	1-7
A	EP, 820168, A2 (Texas Instruments Inc.), 21 January, 1998 (21. 01. 98) & JP, 10-154949, A & TW, 345791, A & KR, 98013165, A	1-7
A	JP, 3-132221, A (Nippon Hoso Kyokai), 5 June, 1991 (05. 06. 91) (Family: none)	8

## 国際調査報告

国際出願番号 PCT/J P 99/01256

## A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl.<sup>6</sup> H 04 M 11/06 H 04 M 3/00 H 04 L 12/02

## B. 調査を行った分野

## 調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl.<sup>6</sup> H 04 M 11/00 H 04 M 3/00 H 04 L 12/02  
H 04 B 1/10 H 04 B 15/00

## 最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1926-1996  
 日本国公開実用新案公報 1971-1999  
 日本国実用新案登録公報 1996-1999  
 日本国登録実用新案公報 1994-1999

## 国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

## C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
Y	J P, 9-275387, A (モトローラ・インコーポレイテッド) 21. 10月. 1997 (21. 10. 97)	1
A	第4頁右欄第48行~第5頁左欄第15行, 第3図 & US, 5781728, A & EP, 795977, A2	2-7
Y	J P, 3-231544, A (国際電信電話株式会社) 15. 10月. 1991 (15. 10. 91)	1
X	第4頁左上欄第6行~第4頁左下欄第10行, 第3図 & US, 5222106, A	8

☒ C欄の続きにも文献が列挙されている。☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

## \* 引用文献のカテゴリー

- 「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの  
 「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの  
 「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)  
 「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献  
 「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

- 「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの  
 「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの  
 「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの  
 「&」 同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

08. 06. 99

国際調査報告の発送日

22.06.99

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/J P)  
 郵便番号 100-8915  
 東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

岩井 健二

5 G

9465

電話番号 03-3581-1101 内線 3526

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
P	J P, 10-303872, A (筒井 多志志) 13. 11月. 1998 (13. 11. 98) (ファミリーなし)	1-7
A	J P, 9-51328, A (三星電子株式会社) 12. 2月. 1997 (12. 02. 97) & GB, 2303032, A & FR, 2736229, A1 & KR, 97004285, A	1-7
A	EP, 812087, A2 (モトローラ・インコーポレイテッド) 10. 12月. 1997 (10. 12. 97) & J P, 10-155031, A & US, 5852633, A	1-7
A	EP, 820168, A2 (テキサス インスツルメンツ インコー ポレイテッド) 21. 1月. 1998 (21. 01. 98) & J P, 10-154949, A & TW, 345791, A & KR, 98013165, A	1-7
A	J P, 3-132221, A (日本放送協会) 5. 6月. 1991 (05. 06. 91) (ファミリーなし)	8